anno XLV - numero 8 - agosto 1973 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

Un altro dei radioricevitori « special » dell'Europhon: il RADIOROLOGIO. Realilzzato in un piacevole, moderno e funzionale design, offre la possibilità di essere agevolmente fissato su parete o di diventare un elegante e pratico sopramobile su qualunque superficie. Accoppia una radio OM ad un orologio elettronico di grande precisione. L'alimentazione avviene mediante piccole batterie, ma a richiesta il RADIOROLOGIO può essere collegato alla corrente alternata attraverso un alimentatore. Misura centimetri 23 x 32 x 9,5.

EUROPHON

Richiedere cataloghi e listini gratuiti a: EUROPHON - Via Mecenate 86 - 20138 Milano

Uno per tutti

GENERATORE DI FIGURE GEOMETRICHE A COLORI

PAL - EP 685

CARATTERISTICHE

Portanti video: Banda I: 48-82 MHz
Banda III: 165-230 MHz
Banda IV/V: 470-700 MHz
Una tastiera programmatrice a 4 tasti permette di prestabilire 4 frequenze arbitrariamente:

Distanza fra la frequenza portante video e suono: 5,5 Hz.

Modulazione video: modulazione AM negativa portante residua 15% con 100% di bianco.

Modulazione suono: modulazione FM con deviazione di ± 50 KHz ad onda sinusoidale a 1 KHz.

Codificazione: sistema PAL B

Frequenza della sottoportante: 4,433619 ± 20 Hz.

Larghezza del Burst: 10 cicli di sottoportante.

Ampiezza del Burst: Regolabile da 0 ad un massimo del 200%.

Fase del Burst: alternata sequenzialmente riga per riga a 180° ± 45°.

Posizione del Burst: 5,6 µS dopo il fronte di salita dell'impulso di sincronismo di linea.

Larghezza di banda del segnale di crominanza: 1,1 MHz.

Precorrezione del ritardo della luminanza: —175 µS.

Matrice del colore: Y = 0,30 R + 0,59 G + 0,11 B.

Figure geometriche

Scacchiera: 6 x 8 quadrati, bianchi e neri.

Bianco: 100% di bianco.

Rosso: Segnale rosso al massimo della saturazione.

Scala dei grigi: 8 tonalità di grigio decrescenti dal bianco al nero.

Punti: 15 x 11 punti bianchi su fondo nero.

Reticolo con cerchio: 11 righe orizzontali e 15 verticali con sovrapposto due cerchi concentrici.

TEST 1: Segnale di prova composto da 4 barre verticali codificate PAL B.

1ª barra 146° (E-Y) = O
2ª barra 180° (R-Y) = O
3ª barra 90° (B-Y) = O
4ª barra grigio con 40%.

Permette di controllare la matrice di decodificazione del televisore.

TEST 2: Segnale composto da 4 barre verticali come per la posizione TEST 1 ma con la metà quadro superiore codificata PAL B con metà saturazione, mentre nella metà inferiore viene trasmessa la crominanza solo per le righe positive con burst a 135°.

TEST 3: Segnale come per Test 1 ma codificato NTCS solo per i segnali del burst codificati PAL B.

Barre: Metà quadro bianco, metà codificato con otto barre bianco-giallo-ciano-verde-magenta-rosso-blu e nero, al 75% del contrasto.

Barre	Luminanza	Fase crominanza	Crominanza
Bianco	0,75	—	—
Giallo	0,67	167°	±0,33
Ciano	0,53	283°	±0,47
Verde	0,44	241°	±0,44
Magenta	0,31	61°	±0,44
Rosso	0,23	103°	±0,47
Blu	0,08	347°	±0,33
Nero	0	—	—

Sincronizzazione e spegnimenti

Fraquenza di linea: 15625 Hz ± 0,1%

Impulso di sincronismo di quadro: 2,5 linee di larghezza, non interlacciato.

Impulso di sincronismo di linea: 4,8 µS.

Spegnimento di quadro: 24 linee.

Periodo totale di quadro: 312 linee.

Periodo attivo di quadro: 288 linee.

Periodo totale di riga: 64 µS.

Periodo attivo di riga: 51,2 µS.

Rapporto Video sincronismo: 70/30.

Uscita

RF: tensione 10 mV su 75 Ohm regolabile a scatti di 6 dB fino ad un massimo 76 dB.

Video: tensione 1 V pp su 75 Ohm polarità bianco positivo - sincronismo negativo.

Sincronismo di linea: tensione 3 V pp.

Sincronismo di quadro: tensione 3 V pp.

Sottoportante di crominanza: tensione 1 V pp.

Alimentazione: 220 V ± 10% 50/60 Hz.

Dimensioni: altezza 122 - Larghezza 290 - Profondità 210 mm.

Hi-fi stereo

Lenco

Hi-fi giovane

una nuova elegante linea di prodotti Hi-fi per la prima volta in ITALIA a prezzi eccezionali

Lenco

Lenco 725

Il Lenco 725 è un giradischi Hi-Fi altamente qualificato che corrisponde alle norme DIN 45 500 in ogni particolare. L'apparecchio è munito di un motore sincrono a 16 poli ammortizzato con molle ed il braccio è costruito con un contrappeso ed un pesino scorrevole per la regolazione della pressione d'appoggio tra 0-5 gr. La meccanica di trazione è costruita per 331/3, 45 e 78 g/min.
Il Lenco 725 può essere fornito in corrente alternata 220 V 50 Hz oppure 110 V 60 Hz.
È disponibile nei seguenti tipi:
solo chassis; montato su basamento in noce;
su basamento in palissandro o bianco laccato;
con coperchio in plexiglas.

Lenco B55

Il LENCO B 55 è il giradischi dell'appassionato esigente. *Caratteristiche:* Portatestina in metallo, intercambiabile ed adattabile a tutte le testine; calibro per la regolazione della puntina. Rotazione del piatto mediante ruota di trazione rettificata che scorre lungo l'asse conico del motore a quattro poli, silenzioso ed accuratamente equilibrato. La velocità può essere regolata in modo continuo tra 30 ed 86 giri al minuto, con 4 velocità prefissate per 16 2/3, 33 1/3, 45 e 78 giri/minuto.
Il giradischi è dotato di una manopola a due scatti; il primo mette in rotazione il piatto, il secondo comanda l'abbassamento idraulico del braccio sul disco; la ruota di trazione si disinserisce automaticamente con la manopola sulla posizione OFF. Il braccio PICK-UP, è montato su un sistema a bascula, per i suoi spostamenti verticali, e su cuscinetti a sfere per lo spostamento orizzontale. La pressione della testina sul disco è regolabile. Dispositivo antiskating.

Lenco 75

Il giradischi Lenco 75 è una unità di trasmissione di altissime prestazioni. Eccone alcune caratteristiche: Dispositivo idraulico per abbassare o alzare il braccio pick-up. Dispositivo antiskating per compensare la forza centripeda e preservare il solco del disco. Sistema per regolazione continua della velocità: 30÷86 g/1%
con riferimento fisso per velocità 16-33-45-78.
Piatto in lega speciale di kg. 4 dinamicamente equilibrato.
Piatto in gomma speciale per attutire l'effetto « rumble ».
Porta testina in lega leggera con slitta interna per l'applicazione di qualsiasi testina.

Novità LENCO 1973: giradischi, amplificatori, altoparlanti, accessori. La direzione vendite LENCO sarà

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 8 - agosto 1973 - anno XLV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA'

Via monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Prezzo di un fascicolo L. 500, abbonamento annuo per l'Italia L. 5300, estero L. 10000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 100 anche in francobolli.

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa T.E.T. - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - V. Bacchiglione 30 - Milano

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - VIA MONTE GENEROSO 6/a - TEL. 321.542 - 322.793

LISTINO (provvisorio) 1973

SCHEMARIO TV

I serie 1954	L. 4.800	XIV serie 1962	L. 4.800
II serie 1955	L. 4.800	XV serie 1962	L. 4.800
III serie 1956	L. 4.800	XVI serie 1963	L. 4.800
IV serie 1957	L. 4.800	XVII serie 1963	L. 4.800
V serie 1958	L. 4.800	XVIII serie 1963	L. 4.800
VI serie 1958	L. 4.800	XIX serie 1964	L. 4.800
VII serie 1959	L. 4.800	XX serie 1964	L. 4.800
VIII serie 1959	L. 4.800	XXI serie 1964	L. 4.800
IX serie 1960	L. 4.800	XXII serie 1965	L. 4.800
X serie 1960	L. 4.800	XXIII serie 1965	L. 4.800
XI serie 1961	L. 4.800	XXIV serie 1965	L. 4.800
XII serie 1961	L. 4.800	XXV serie 1966	L. 4.800
XIII serie 1962	L. 4.800	XXVI serie 1966	L. 4.800

SCHEMARIO TV con note di servizio

XXVII serie 1966	L. 8.000	XXXVII serie 1969	L. 8.000
XXVIII serie 1966	L. 8.000	XXXVIII serie 1970	L. 8.000
XXIX serie 1967	L. 8.000	XXXIX serie 1970	L. 8.000
XXX serie 1967	L. .8000	XL serie 1970	L. 8.000
XXXI serie 1967	L. 8.000	XLI serie 1971	L. 8.000
XXXII serie 1968	L. 8.000	XLII serie 1971	L. 8.000
XXXIII serie 1968	L. 8.000	XLIII serie 1971	L. 8.000
XXXIV serie 1968	L. 8.000	XLIV serie 1972	L. 8.000
XXXV serie 1969	L. 8.000	XLV serie 1972	L. 8.000
XXXVI serie 1969	L. 8.000	XLVI serie 1973	L. 8.000

SCHEMARIO Radio, Autoradio, Mangianastri a transistori - I, II, III e IV volume . . . . Cad. L. 10.600

A. Ferraro
INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE A COLORI » 7.500

F. Ghersel
LA TELEVISIONE A COLORI . . . . » 10.100

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 volumi » 25.500
cadauno . . . . » 3.200

E. Grosso
VIDEOSERVICE TVC . . . . » 15.000

A. Nicolich
SCHEMARIO TVC . . . . » 14.000

G. Kuhn
SEMICONDUTTORI DI COMMUTAZIONE . . . » 6.400

G. Kuhn
NUOVO MANUALE DEI TRANSISTORI . . . » 8.500

G. Kuhn
GUIDA BREVE ALL'USO DEI TRANSISTORI . . » 1.100

F. Ghersel
I TRANSISTORI . . . . » 11.700

E. Aisberg
IL TRANSISTORE? E' una cosa semplicissima » 2.050

R. V. Gostrem G.S. Sinovev
DIODI TUNNEL . . . . » 2.700

MUSICA ELETTRONICA . . . . » 3.200

SPIONAGGIO ELETTRONICO . . . . » 3.200

CONTRO SPIONAGGIO ELETTRONICO . . . . » 3.200

COLLANA TV - 13 volumi . . . . » 41.000
cadauno . . . . » 3.700

A. Six
RIPARARE UN TV? E' una cosa semplicissima » 2.700

C. Favilla
GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV » .2700

A. Nicolich - G. Nicolao
ALTA FEDELTA' HIFI . . . . » 9.500

N. Callegari
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . . . » 3.200

A. Colella
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA ED ELETTRONICA italiano-inglese - inglese-italiano . . . . . » 9.600

G. Fiandaca
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA tedesco-italiano » 6.400

A. Nicolich
LESSICO TEDESCO ITALIANO DELLE DEFINIZIONI DI TVC . . . . » 2.150

V. Banfi - M. Lombardi
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . . . » 3.500

A. Haas
MISURE ELETTRONICHE . . . . » 4.800

P. Nucci
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE . . . . . . » 5.300

P. Soati
LE RADIO COMUNICAZIONI . . . . . . » 2.750

A. Marino
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . . . . » 6.150

A. Nicolao
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . . . . » 2.450

P. Soati
AUTO RADIO . . . . » 5.500

D. Pellegrino
TRASFORMATORI . . . . » 2.700

A. Niutta
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . » 5.100

A. Susini
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.800

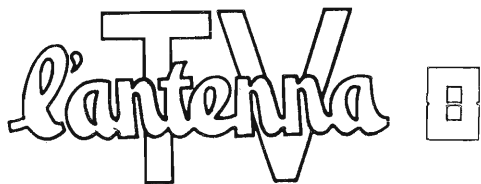
P. Soati
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . » 4.050

H.G. Mende
RADAR . . . . » 700

R. Wigand e H. Grossman
COLLANA DI RADIOTECNICA . . . . . . » 3.200

R. Wigand e H. Grossman
COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE . . . . » 4.050

A. Nicolich
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . » 3.500

G. Mannino Patané
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . . » 550

EDITORIALE

A. Nicolich

Non pare, ma la TV è una cosa importante

Nella gerarchia delle « grane », che assillano il Capo del Governo, la TV occupa indubbiamente il posto del fanalino di coda; lo dimostrano l'accantonamento sine die dell'esercizio della nostra TVC, il pedatone violentemente assestato alla TV via cavo, la proroga indefinita della gestione attuale della RAI-TV. Si può capire che chi si trova legato al piano di una pressa e vede il punzone imbutitore calare inesorabilmente, abbia gli arti inferiori e superiori attanagliati in rosse morse roventi, non degni di uno sguardo un vermiciattolo trimetamero, che serpeggia nei dintorni. Però la liscia biscia striscia e viscida lo invischia, gli inietta la goccetta micidiale delle sue glandoline venefichine.

Non basta la pedata a schiacciare il verme. La TV è sempre lì nella sua triplice forma di enigmi: TVC, TV-cavo, gestione RAI-TV. Silurato un governo, i medesimi spettri sbarrano il passo al governo nascente. E questa è dimostrazione di potenza della radiovisione.

La FIET (Federazione Italiana Editori Televisione via cavo; veramente nella sigla il « via cavo » non compare affatto, ma facciamo finta che ci sia) vuol « far accedere allo strumento d'informazione la voce di tutti i cittadini... per un confronto vitale e costruttivo » (v. documento conclusivo del Congresso FIET di Pescara, 28 giugno '73). Se « tutti i cittadini » potessero dire la loro nei microfoni della TV-cavo, la difficoltà di circolazione negli auditorii anticiperebbe quella della valle di Giosafat e credete proprio che si addiverrebbe a un risultato « vitale e costruttivo »? C'è da osservare « che tutti i cittadini » si ridurrebbero, per necessità di cose, a pochi rappresentanti del popolo, che non dispiacciano ai sindacati, cosicché le immagini trasmesse dalla FIET virerebbero decisamente alla tinta di maggior lunghezza d'onda dello spettro ottico.

L'intendimento della FIET è teoricamente del tutto lodevole, ma in un paese come il nostro dove la libertà è intesa, troppo spesso, come misconoscimento di qualsiasi autorità, licenza di violenze, incentivo alla rapina, odio al lavoro, distruzione e morte, il libero accesso alle antenne trasmittenti concesso anche agli idrofobi amici dell'uomo potrebbe sfociare in un incontrollato coro urlato potenziatore del caos e della guerra civile, con l'unico risultato di precipitare l'Italia all'ultimo gradino basso della scala dei valori internazionali.

Auguriamoci che l'iniziativa della FIET non venga stroncata, raggiunga realmente gli intenti di libertà d'informazione, purché veritiera non solo dalla parte dei più prepotenti e infine non si risolva in un nuovo obbligatorio aggravio finanziario per il meschino lavoratore assillato dall'irresolvibile problema dell'esistenza.

Nuovo presidente all'ANIE

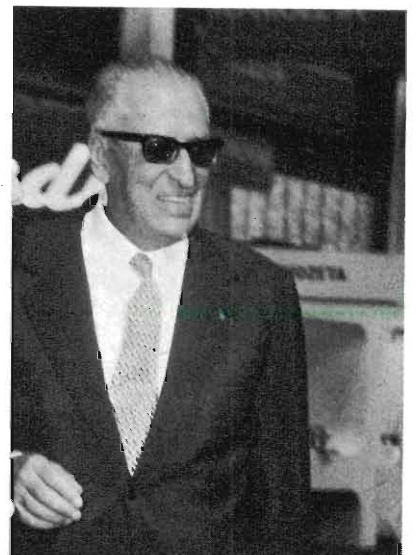
Si è tenuta a Milano martedì 10 luglio l'Assemblea dell'Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche, ANIE, nel corso della quale i convenuti hanno proceduto al rinnovo delle cariche sociali.

Al posto dell'ing. Luigi Baggiani che dal 1965 reggeva la carica di Presidente della Associazione e, non più rieleggibile ai sensi dello Statuto, è stato eletto il dr. Mario Latis, 57 anni, amministratore delegato del gruppo Zerowatt.

All'ing. Luigi Baggiani che nel corso della sua infaticabile opera in favore degli operatori dell'industria radiotelevisiva, elettrodomestica, ed elettronica, ha ricevuto ampi consensi e simpatie, la rivista « l'Antenna » invia un caloroso saluto e un ringraziamento speciale per l'opera da Lui svolta in appoggio al settore più particolarmente colpito dell'ANIE, quello dell'industria radiotelevisiva.

Al nuovo Presidente, dr. Mario Latis, che proviene da un affermato gruppo industriale, di notorietà internazionale, la rivista ha il piacere di augurare « buon lavoro », certa che la stessa appassionata difesa degli operatori di tutta l'Associazione inspirerà anche la sua attività.

Mario Latis, neo Presidente ANIE.

Latis, nato a Milano il 19 marzo 1916, si è laureato in Scienze Economiche all'Università Bocconi nel 1939. Già nel 1935 entrava alle Fabbriche Elettrotecniche Riunite, dove compiva il tirocinio passando dai reparti di produzione ai collaudi e poi agli uffici tecnici e commerciali. Veniva nominato dirigente nel 1949 e Direttore Generale nel 1963. Nel 1969 lasciava la F.E.R. per assumere la Presidenza e la Direzione Generale della ZEROWATT S.p.A. La Sua attività nell'ambito dell'ANIE inizia nel 1952 come Vice Capo Gruppo 11° « Apparecchi elettrodomestici » e Capo del Gruppo stesso dal 1964 al 1971. Prima di assumerne la Presidenza, era Vice Presidente della ANIE ed è tuttora Presidente del Comitato Italiano della CEE/el, membro del Consiglio Direttivo dell'Istituto Italiano del Marchio di Qualità, membro della Commissione Economica e Presidente del Comitato Tecnico per i problemi del Commercio Estero della Confindustria.

Luigi Baggiani, presidente uscente dell'ANIE

Nuovi sviluppi del triac

R. Berlioux - a cura di G. Rebora

Questo dispositivo, apparso di recente, ha già occupato un posto molto interessante nel campo dell'elettronica industriale risolvendo e semplificando la maggior parte dei problemi tecnici inerenti al controllo di apparecchiature. In queste brevi note si citano applicazioni relative all'impiego dei « Triac »; esse vogliono essere appunto delle semplici idee.

Comando dei trasformatori monofase o trifasi

Si può effettuare la commutazione di un trasformatore o dal lato del primario o dal lato del secondario. In questo secondo caso il problema si semplifica e si riconduce al comando di un « Triac » su di un carico generico.

Nel primo caso, quello del primario, la questione è più complessa e richiede alcune precauzioni supplementari. In realtà se non si tiene conto del punto della sua inserzione, in relazione alla fase della tensione di alimentazione, si può distruggere il dispositivo stesso per sovraccarico. L'origine del fenomeno è doppia: il formarsi della corrente di magnetizzazione, che può essere da 5 a 10 volte maggiore della corrente normale dipendendo ciò dal tipo di costruzione del trasformatore; isteresi residua del circuito magnetico dovuta all'apertura precedente del circuito. Per liberarsi da questi due problemi occorre comandare il « triac » al massimo della tensione della fase relativa (corrente magnetizzante minima) e nel senso opposto (positivo o negativo) rispetto all'apertura precedente del circuito.

Queste condizioni possono essere realizzate mediante una logica appropriata (Fig. 1), le cui funzioni sono:

— formazione di segnali legati alla fase della rete;

— circuiti di sincronizzazione fra le fasi nel caso trifase;

— oscillatore generatore di impulsi;

— circuito di modulazione degli impulsi;

— circuito di adattamento;

— amplificatore a transistori;

— trasformatore di isolamento del segnale di comando.

Si noti che questo principio è valevole sia nel caso monofase, sia nel caso trifase e che consente, al momento della chiusura circuitale, di eliminare tutte le sollecitazioni elettriche, tuttavia i comandi di innesco dovranno essere adatti ad un carico con « cosφ » assai basso, per fare ciò si manterranno i segnali di comando durante tutta la durata desiderata di conduzione.

In un modo del tutto generale, l'utilizzazione di un inseritore statico con logica di comando può giustificarsi dal punto di vista economico, poiché esso evita di sovradimensionare il trasformatore, gli organi di protezione e l'interruttore statico.

Comando di motori lineari con regolazione della velocità di spostamento

L'associazione del motore lineare e dell'interruttore statico è particolarmente felice. Al momento della sua inserzione le intensità dei parametri in giuoco non raggiungono valori particolarmente alti, la qual cosa permette di dimensionare l'inseritore sulle caratteristiche nominali del motore senza particolari precauzioni.

Contemporaneamente, l'interruttore statico permette la possibilità di una regolazione della velocità variando il fattore di utilizzazione (fig. 2a). Una logica appropriata permette di alimentare il motore con un numero di cicli di corrente determinato e legato al segnale di errore (fig. 2/b). Operando con cicli completi e adattando la frequenza fondamentale all'inerzia del carico, si può ottenere una regolazione della velocità di spostamento dell'induttore o del carico senza creare perturbazioni radioelettriche e di nuovo apprezzabili.

Comando di motori asincroni

La difficoltà maggiore che si può incontrare nel comando di motori asincroni sono le sollecitazioni elettriche che si generano al momento della sua inserzione. Non vi sono semplici soluzioni, che permettono di risolvere questo problema per i motori con il rotore in cortocircuito.

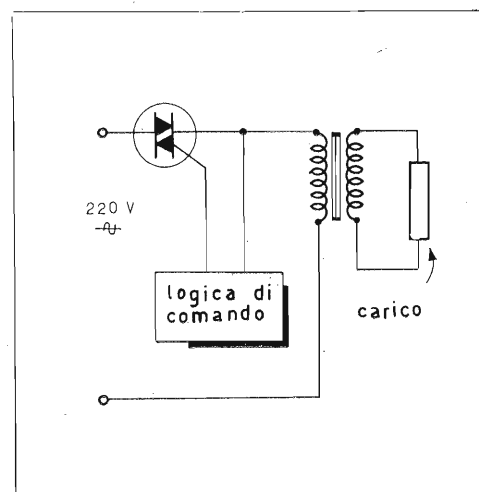
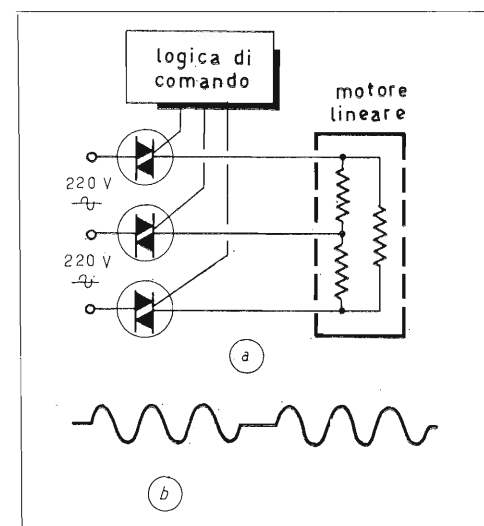



Fig. 1 - Una logica di comando permette di far funzionare il Triac al punto di massima tensione.

Fig. 2 - Schema di regolazione della velocità di un motore lineare (a) una logica appropriata permette di sottoporre il motore ad un numero di cicli di corrente determinanti e variabili in funzione del segnale di errore.

Si deve quindi aumentare le dimensioni degli elementi, ciò che rende la soluzione talvolta costosa. Essa è tuttavia interessante allorquando il motore è comandato frequentemente o quando si voglia eseguire una frenatura ed una inversione di moto in un tempo assai breve.

Lo schema di fig. 3 rappresenta un inseritore statico del tipo « tutto o niente » il cui comando si compone fondamentalmente di un oscillatore non sincronizzato e di due « Triac », uno per ciascun senso di rotazione. La frequenza degli impulsi di comando deve essere sufficientemente elevata per sganciare correttamente su di un carico a basso « cosφ ».

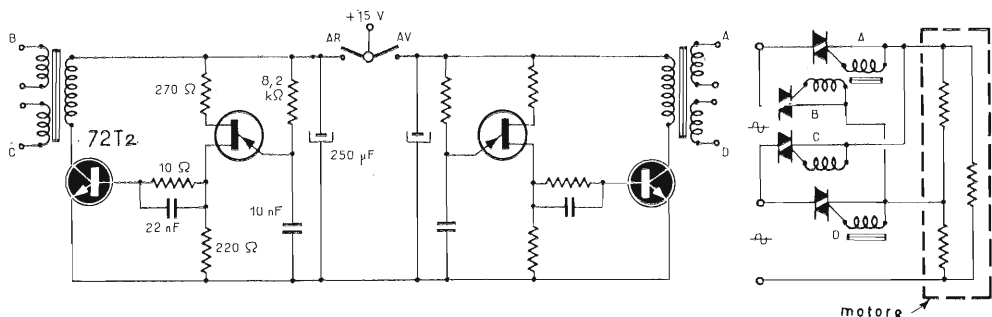



Fig. 3 - Un motore è qui comandato da un oscillatore e da due Triac costituenti un inseritore statico « tutto o niente ».

Trasformazione di tensione

Quando il carico lo permette, cioè a dire se la costante di tempo termica o meccanica è superiore al periodo, è possibile realizzare semplicemente un trasformatore di tensione a « triac ».

Lo schema si compone di un interruttore sincrono, che permette il passaggio di corrente ad es. per una alternanza su tre. Si può così ottenere da una tensione di 220 V una tensione di 127 V. Questo procedimento è utilizzabile essenzialmente per carichi resistivi.

Regolazione della temperatura

Direttamente derivato dal principio di comando sincrono della tensione e del trasformatore di tensione, il riscaldamento elettrico offre un vasto campo di scelta all'utilizzazione dei « Triac ». Le applicazioni possono trovarsi tanto nella regolazione di temperatura di contenitore che nel riscaldamento domestico.

L'elemento sensibile utilizzato è un termistore, che forma un partitore di tensione con un potenziometro di regolazione, e la variazione di tensione è applicata alla base di un transistore amplificatore. A partire dalla soglia di tensione data, prelevata sul collettore di quest'ultimo, si comanda un circuito a scatto di Schmitt. La precisione di regolazione che si ottiene è dell'ordine di ± 0,5 °C.

Variazione della potenza per comando di fase

Tale procedimento permette una variazione, se non proprio lineare, continua della potenza controllata. Se indichiamo con P_L la potenza disponibile sulla resistenza di carico R_L si può scrivere:

$$P_L = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_L \; R_L \; d\,(\omega t)$$

ove α è l'angolo di ritardo della conduzione del dispositivo. Se trascuriamo la caduta di tensione nel 'triac' si ha:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \text{ sen } \omega t$$

essendo V_L la tensione di picco dell'alimentatore. Si può quindi scrivere che la potenza massima P_M per $\alpha = 0$ è:

$$P_M = \frac{1}{2} \; \frac{V_L^2}{R_L}$$

ed il rapporto fra P_L e P_M è:

$$\frac{P_L}{P_M} = (1 - \frac{\alpha}{\pi}) + (\frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi})$$

Questo rapporto indicato in fig. 4, espresso in funzione dell'angolo di ritardo dà un'idea della legge di variazione.

Il vantaggio del controllo di fase rispetto

Fig. 4 - Variazione del rapporto potenza disponibile P_L potenza massima P_M in funzione dell'angolo di accensione.

al comando sincrono risiede nella grande semplicità e nella progressività della regolazione.

Variazione della velocità dei motori

Nel campo degli elettrodomestici la variazione della velocità dei motori con eccitazione serie è la più usata. La maggiore difficoltà è il mantenere costante la velocità, prefissata allorquando la coppia resistente varia.
Certi sistemi permettono una reazione basandosi sulla forza controelettromotrice di indotto, ma la compensazione così ottenuta è assai scarsa. Questo tipo di impiego, dove il prezzo di vendita è basso, non può giustificare le soluzioni tecniche più elaborate che sono l'impiego della tachimetrica e dei circuiti in reazione.
Ci si limita, in genere, al semplice circuito di controllo della potenza con «diac» per le seguenti applicazioni:

— trapani elettrici,

— macchine da cucire,

— miscelatori, frullatori e altri apparecchi per cucina.

Là dove occorre una compensazione della velocità è assai più interessante e più semplice realizzare un circuito con un solo thyristore, la qual cosa permette di utilizzare l'informazione della forza controelettromotrice di indotto durante il periodo nel quale il thyristore non conduce.
Nel settore industriale si sono realizzate apparecchiature che consentono di limitare le coppie di avviamento dei motori asincroni. Una variazione progressiva dell'angolo di accensione permette un'accelerazione controllata. Se la coppia resistente subisce grandi variazioni, è necessario regolare l'aumento della velocità mediante un circuito di controreazione comprendente una TACHIDINAMO.
Lo schema di fig. 5 rappresenta questo tipo di montaggio, senza però la regolazione di velocità. L'utilizzazione di una logica permette di ottenere dei cicli di accelerazione, di regolazione della velocità, di frenatura progressiva, mediante inversione di fase a reversibilità del senso di rotazione.
Per realizzare queste funzioni, il circuito non si complica eccessivamente, ma costa molto e non dipende dalla potenza controllata.
L'associazione logica « Triac » offre nuove possibilità per l'automatismo industriale.

Variazione e regolarizzazione dell'intensità luminosa

La regolazione dell'intensità luminosa di una lampada ad incandescenza può essere ottenuta mediante lo schema di innesco di un triac tramite un diodo « DA3 ».
In certi casi si può, allo scopo di mantenere un livello di illuminazione costante, legare l'angolo di fase della conduzione all'illuminazione ambiente. In questi casi è possibile realizzare lo schema di figura 6 nel quale la cellula fotoelettrica è posta in parallelo alla capacità di innesco ed in tal modo regola la tensione della lampada in funzione dell'illuminazione ambiente.

Variazione di potenza nel caso di trasformatori

Più sopra si è descritto il principio dell'interruttore statico inserito sul primario del trasformatore. Una modifica del comando permette di far variare l'istante di innesco rispetto alla fase della rete e quindi di poter variare la tensione secondaria del trasformatore e con ciò la potenza sul carico.
L'utilizzazione dei « triac » al posto di due thyristori in montaggio « schiena-schiena », può essere interessante nel campo della piccola potenza e soprattutto nella corrente monofase. Nei sistemi trifasi si possono utilizzare tre moduli di comando e mescolare gli impulsi di uscita nei trasformatori di impulso come è rappresentato in fig. 3 per i motori asincroni. Questo procedimento può non essere adatto nel caso di trasformatori il secondario dei quali lavora a vuoto a causa di un « cosφ » molto basso. In questo caso bisogna prevedere uno stadio intermedio, che trasformi gli impulsi di comando in segnali rettangolari allo scopo di assicurare un comando equilibrato per le tre fasi.

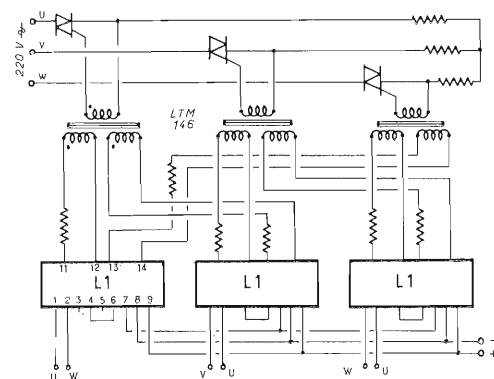



Fig. 5 - Schema di un variatore di velocità del motore, nel quale l'aumento di velocità non è regolato .

Fig. 6 - Circuito che permette di far variare l'intensità luminosa di una lampada ad incandescenza.

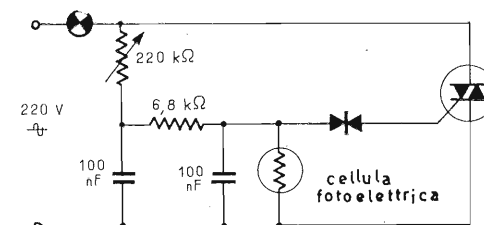
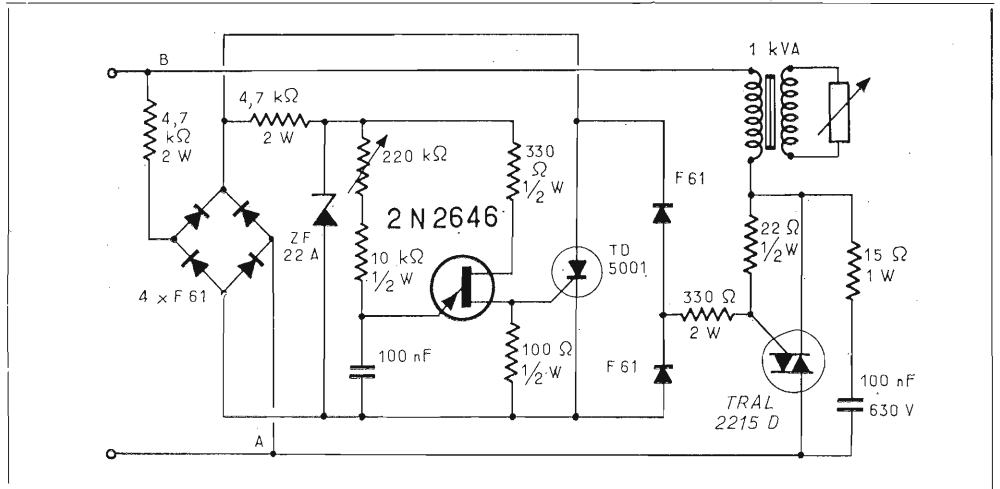



Fig. 7 - Circuito che permette la variazione di potenza al secondario di un trasformatore monofase.

A scopo di esempio la fig. 7 illustra uno schema atto alla variazione di potenza per un monofase. Allo scopo di prolungare l'impulso di scatto, ciò che è richiesto da un carico induttivo, l'utilizzazione di un thyristore ausiliario permette di mantenere la corrente nella porta del « triac » durante il periodo di conduzione desiderato.

Le precauzioni segnalate per l'utilizzazione degli interuttori statici restano valide per quanto riguarda l'inserzione del trasformatore.

Fra le applicazioni del « Triac » come variatore di potenza ricordiamo le regolazioni di tensione o di corrente che non sono altro che una extrapolazione della regolazione su di un trasformatore. Mediante tale metodo è possibile ottenere delle alimentazioni a bassa tensione secondaria forti correnti, o alte tensioni e deboli cadute, con un grado di regolazione che può raggiungere lo 0,5% per variazioni del ± 15% della tensione di rete.

Circuiti antiparassiti e filtraggio

E' assai difficile parlare dei « Triac » impiegati in controllo di fase senza parlare del problema degli antiparassiti. Ciò si è particolarmente manifestato quando questi dispositivi sono stati applicati in gran numero in tutte le più svariate apparecchiature.

Ogni volta che un « Triac » è inserito in circuito resistivo la corrente passa da zero al valore massimo in qualche microsecondo. Un'analisi armonica mostra uno spettro d'energia infinito e di ampiezza inversamente proporzionale alla frequenza. E' ben chiaro che la ricezione delle gamme radio in modulazione di ampiezza possa essere perturbato da un tale dispositivo se non si prendono delle opportune precauzioni.

Normalizzazione in vigore

E' quindi necessario che le apparecchiature utilizzanti « Triac » siano dotate di filtri atti a ridurre il livello dei disturbi ad un livello inferiore a quello stabilito dalle norme internazionali.

Le specifiche francesi stabiliscono che il limite delle tensioni parassite sia di 500 μV o 54 dB nella Banda da 150 kHz a 30 MHz. Questo limite è portato a 1000 μV in altri paesi secondo le norme VDE.

Il principio consiste nel mettere a punto un filtro passa basso, che fornisca le attenuazioni richieste nella banda da 150 kHz a 1 MHz. Il livello per frequenze superiori a 1 MHz è raggiunto facilmente allorquando la prima metà del problema è risolta.

Le specifiche si riferiscono sia a tensioni simmetriche, cioè fra conduttore e conduttore, sia a tensioni asimmetriche, cioè fra ciascun conduttore e massa. Si deve ricordare che il valore del condensatore di disaccoppiamento fra ciascun conduttore e massa è limitato dalle norme riguardanti la protezione delle persone contro le correnti elettriche.

Costituzione di un filtro

Allo scopo di chiarire le idee si prenda in esame il caso di un regolatore di potenza, che fornisca una potenza di 500 W su di un carico resistivo.

L'attenuazione delle tensioni simmetriche è in generale assicurata da un filtro a pi greco (fig. 8). La determinazione dei valori dei componenti del filtro è assai delicata e richiede la possibilità di una verifica sperimentale in un montaggio e con materiale di misura appropriato (rete equivalente). I valori dei condensatori C1 e C'1 sono, in generale da 0,1 a 0,2 μF.

L'efficacia della bobina di filtro è legata alla qualità del circuito magnetico ed il suo valore è compreso fra 2 e 5 mH per ottenere risultati corrispondenti alle norme.

Già da qualche tempo si possono reperire bobine standardizzate e dimensionate secondo la potenza dà controllare che

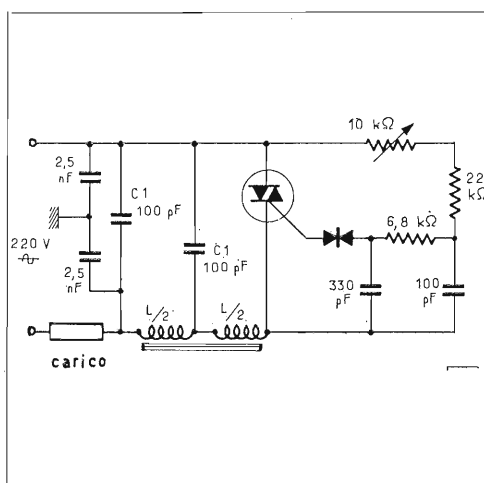
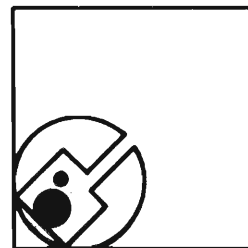



Fig. 8 - Esempio di un filtro antiparassitario associato ad un circuito variatore di potenza.

permettono attenuazioni di 50 dB a partire da 100 kHz.

Per l'attenuazione delle tensioni asimmetriche si realizza un disaccoppiamento rispetto alla terra con due condensatori da 2.500 pF.

Si può ottenere un risultato ancora migliore aggiungendo una bobina di pochi millihenry nel collegamento fra massa e scatola del variatore.

Si deve notare che non conviene mettere una capacità di filtraggio direttamente in parallelo al « Triac », perché si rischierebbe di distruggere il dispositivo per un valore troppo grande del rapporto di /dt all'istante della chiusura.

E' tuttavia interessante il conoscere, a titolo di paragone, il livello delle perturbazioni che può generare un « Triac » in un montaggio identico a quello sopra ricordato, ma senza alcun sistema di soppressione.

In tali condizioni il livello massimo è raggiunto all'inizio della banda e corrisponde nel modo simmetrico a 80 dB circa ossia 10.000 μV e nel modo asimmetrico a 100 dB. Questi valori possono variare leggermente secondo i dispositivi usati e sono dati unicamente per chiarire le idee.

Per un apparecchio senza soppressione dei disturbi, il collegamento diretto a massa della scatola produce un aumento delle ampiezze dei disturbi asimmetrici.

Riassumendo si può dire che la parte fondamentale del filtro è costituita dalla bobina. La difficoltà riscontrata nella scelta risiede nel fatto che essa è percorsa dalla corrente principale ed è quindi soggetta per ciascun ciclo ad una magnetizzazione che varia da zero al massimo. Se la si paragona alle tensioni parassite, che sono di piccole ampiezze, ci si può rendere conto che la scelta del materiale magnetico è veramente difficoltosa. Bisogna infatti utilizzare un circuito tale che all'insorgere delle tensioni parassite corrisponda una variazione apprezzabile sul ciclo di isteresi.

E' inoltre importante utilizzare un materiale magnetico, che abbia un punto di saturazione elevato e di farlo lavorare con una induzione relativamente piccola rispetto a quel punto.

Bisognerà inoltre che il coefficiente di qualità Q del circuito sia abbastanza piccolo allo scopo di evitare, che per piccole potenze controllate, certe oscillazioni possano produrre lo spegnimento del « triac ».

Conclusioni

I « Triac » possono avere due finalità. Per i dispositivi di potenza, essi completano felicemente la gamma di cui disponevano i tecnici dell'automatismo e della termica. Per la bassa potenza, essi aprono un nuovo mercato offrendo a basso costo, delle prestazioni utilizzabili nel campo degli elettrodomestici e del semi-professionale. Senza dubbio, malgrado le difficoltà realizzative, il dispositivo semi-conduttore di potenza può coprire un mercato molto ampio ed è destinato al più brillante avvenire.

---

da "Toute l'Electronique" n. 374

Trasmettitore SSB per i 2 metri (2ª parte)

Radius

Montaggio dell'amplificatore di potenza

Per questo stadio amplificatore da 10 W, occorre una piastrina di vetronite ramata su ambedue le facce, i collegamenti sono disegnati sulla faccia superiore, quella che porta i componenti, la faccia inferiore rappresenta un piano di massa quasi continuo. Poiché i fori dei terminali sono passanti, nel caso di un filo collegato a massa, si esegue la saldatura sopra e sotto; nel caso di filo non a massa, attorno al foro, nel lato inferiore si disegnerà una isoletta non inchiostrata, in modo che il bagno asporti qualche millimetro di rame, intorno al foro, da isolare, nella faccia inferiore. Oltre alla interconnessione fra massa di sopra e massa di sotto, attraverso i fili, si metteranno delle fascette di piattina di rame sottile, piegata lungo i bordi della scheda, saldata sopra e sotto, se il lamierino ha lo spessore di 0,2÷0,4 mm il lavoro riesce bene, senza alcuna difficoltà; due striscioline larghe 4 mm e lunghe 12 mm, verranno messe a cavallo del bordo del foro per transistore, sui due lati corrispondenti alle isole dove si saldano le linguette dell'emettitore. Prima di passare la linguetta, occorre fare due incastri con la lima piatta, in modo che il rame si adatti bene al bordo e non faccia diminuire il diametro del foro in cui deve alloggiare, senza sforzo il BLY87 (vedasi figura 7) – occorre quindi che, a lavoro finito, il foro abbia il diametro uniforme di 97 mm. Anticipiamo fin d'ora, che il transistore deve essere spinto dolcemente nel foro, finchè le 4 linguette appoggiano uniformemente sui quattro lati di quella specie di croce di malta che formano le 4 isole disegnate sulla scheda, attorno al foro; come ultima operazione, si salderanno i condensatori « chip » C_{52} e C_{53} fra la linguetta di base e le due linguette dell'emettitore: il BLY87 ha infatti, due uscite di emettitore: *E, E* di fig. 6*b*.

Dalla fig. 7 si rileva anche, quale è la corretta sistemazione del BLY87, eguale d'altronde a tutti i transistori con questo tipo di terminali: le linguette giacciono sul piano senza forzare e senza essere piegate, il dissipatore, posto sotto la scheda, ha un foro di 4,17 mm in cui si adatta il « collo » del transistore con molta precisione, il dado di serraggio stringe (non eccessivamente) la piastra dissipatrice, però tra questa e la scheda occorre lasciare circa 3 mm di «aria», pertanto le quattro viti di fissaggio del dissipatore saranno dotate di appositi distanziatori.

Poichè il transistore può essere danneggiato irreparabilmente da un montaggio meccanico errato, e le previste 100 mila ore di funzionamento potrebbero ridursi alla prima mezz'ora del riscaldamento iniziale, riteniamo opportuno riepilogare le norme fondamentali, da rispettare « pignolescamente ».

1. Montare tutti i componenti sulla scheda ad eccezione del transistore e dei chips C_{52} e C_{53}.

2. Appoggiare la scheda al dissipatore, che avrà le alette volte verso il basso.

3. Verificare l'allineamento di tutti i fori; ripassare ed adattare, se necessario.

4. Montare il diodo D_2 sul dissipatore, passare il filo del positivo dalla parte di sopra, in modo che possa arrivare al piano della scheda. Il negativo sarà fissato con vite e capocorda, al dissipatore, dopo aver grattato un po' di ossidazione, per assicurare un ottimo contatto elettrico.

5. Mettere grasso al silicone sotto la capsula e nel collo del transistore, procedere all'infilaggio in modo che le 4 linguette giacciano sul piano della scheda senza forzare.

6. Mettere il dado 8-32 UNI nel collo del transistore, senza stringere; mettere le 4 viti di fissaggio del dissipatore, con distanziatori, dadi, rondelle, stringere dolcemente, alternativamente.

7. Se avete lavorato con una certa precisione, il montaggio meccanico non darà luogo a deformazioni della scheda, nè sforzi sul transistore, allora potrete serrare a fondo le viti e poi stringere il dado 8-32 del transistore: si tenga presente che per questo, la Philips raccomanda una coppia di serraggio max pari a 8 cm kg ed inoltre, invece della rondella è consigliato impiegare un collante che blocchi il dado.

8. A serraggio ultimato, le linguette giaceranno sul piano senza deformazioni; eseguire le 4 saldature ai bracci della « croce di malta » scaldando quel minimo necessario per ottenere delle buone saldature. Saldare infine, C_{52} e C_{53} al loro posto.

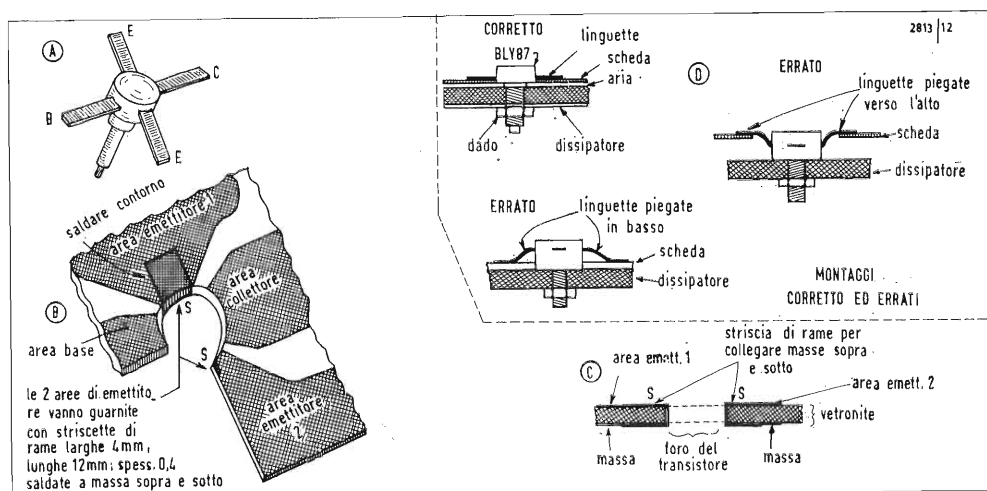
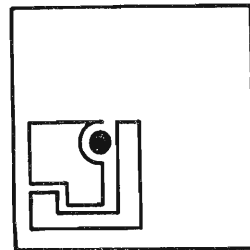



Fig. 7 - Montaggio del transistore di potenza: (A) Il transistore BLY87: le linguette *EE* sono i due terminali di emettitore; *B* = Base; *C* = Collettore. (B) Interconnessione della massa inferiore con le due aree di emettitore. Spaccato della scheda che mostra come si applicano le striscioline di rame *S*. (C) Porzione della scheda vista in sezione, le *S* sono due striscioline di rame, spessore 0,4 mm; larghezza 4 mm; lunghezza 12 mm. (D) Il montaggio corretto è uno solo; i montaggi errati possono essere tanti.

Il dissipatore, quando la scheda è montata verticalmente, deve avere le alette pure in verticale, questo per la massima efficienza: in effetti la piastra CO341P (Marcucci) da 60 x 75 mm con alette da 15 mm è un po' piccola per la potenza da dissipare, ma si è tenuto conto che, anche nel caso peggiore, ossia un rendimento del 50%, il ciclo utile della parola non supera il 33% e quindi la potenza media, da dissipare in continuità risulta molto minore di quella che si avrebbe in condizioni di M.A. o se alla BF vi fosse una nota persistente. Di queste limitazioni si deve però, tenere conto, durante la messa a punto.

Il circuito risonante di collettore è separato dal circuito di ingresso, mediante uno schermo di lamierino di rame o d'alluminio (fig. 8*a*) disposto ortogonalmente alla scheda e fissato a questa con 7 viti e dado (prima di montare il dissipatore).

Il relay viene eccitato dal pulsante di trasmissione (che può essere sul microfono) i fili di connessione fanno parte del cablaggio della cassetta, perciò non compaiono sulla scheda. Non occorre affatto usare costosi relay per VHF, un comune relay opportunamente modificato, va benissimo. Noi avevamo sotto mano un economicissimo Omron MK3 e tre contatti in commutazione, tipo « a giorno ». Le modifiche illustrate in fig. 8*c* sono risultate facili: si tratta di rimuovere tutte le connessioni dei due contatti di antenna e cortocircuitare le linguette dell'armatura mobile mediante un ponticello di rame saldato, in tal modo il segnale VHF entra ed esce dai contatti per la via più breve. La terza commutazione, quella della corrente continua, non ha invece subito, alcuna modifica.

Per mantenere i collegamenti scheda-contatti di commutazione e viceversa il più corti possibile, si è montato il relay su una staffetta ad *L*, in modo che la bobina risultasse orizzontale e l'armatura mobile verticale, con i capocorda dei contatti in basso. (fig. 8*c*).

Costruzione del VXO

Quando si vuole avere una relativamente ampia escursione della frequenza di risonanza-serie (*fs*) del cristallo, è necessario ridurre al minimo le capacità parassite nel circuito risonante, altrimenti quando *Cv* ha una capacità bassa, non si avranno apprezzabili deviazioni di frequenza e quindi la capacità variabile verrà utilizzata solo parzialmente. Per *Cv*, doppio condensatore variabile da 100 pF, occorre un modello con statore montato sopra supporti ceramici, nel quale la carcassa metallica sia ridotta al minimo, il modello Millen 26100 RM (Larir) ha dimostrato di essere idoneo allo scopo, ed ha un ridotto ingombro; anche certi variabili Jackson in vendita alla GBC, sebbene meno costosi, dovrebbero andare egualmente bene. Sempre allo scopo di ridurre le capacità parassite, il circuito risonante è montato su piastra di plexiglas ed il variabile è posto a 20 mm dal pannello frontale della cassettina (minibox).

Sulla piastra di plexy, delle dimensioni di 140 x 90 spessore 5 mm trovano posto, oltre a *Cv*, la bobina *L*, il cristallo X_2, il transistore Q_6 (Fig. 10A).

Per appoggiare i componenti piccoli si è impiegato una striscia di ancoraggio a 10 posti, supportata da due squadrette a *L*; il condensatore da 5 pF (C_{63}) fra Q_6 ed il gate di Q_7 è « volante » tra la striscetta di ancoraggio e la schedina disegnata, dove trovano posto gli altri transistori, del VXO. La scheda degli stadi moltiplicatori ha le dimensioni di 85 x 50; viene montata come in fig. 10*b*; il disegno delle piste è in fig. 11.

Gli induttori.

In tabella 1 sono riassunte le caratteristiche sommarie degli induttori. Ad eccezione di L_{10}, L_{11}, ed *L* (del VXO) tutti gli altri induttori sono « in aria » ossia sono avvolti su un mandrino, che può essere una matita, do un cilindretto di

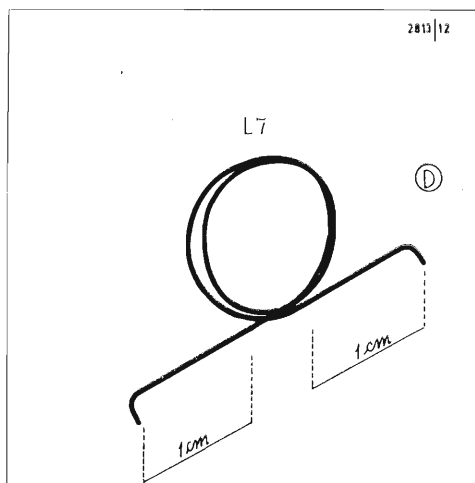
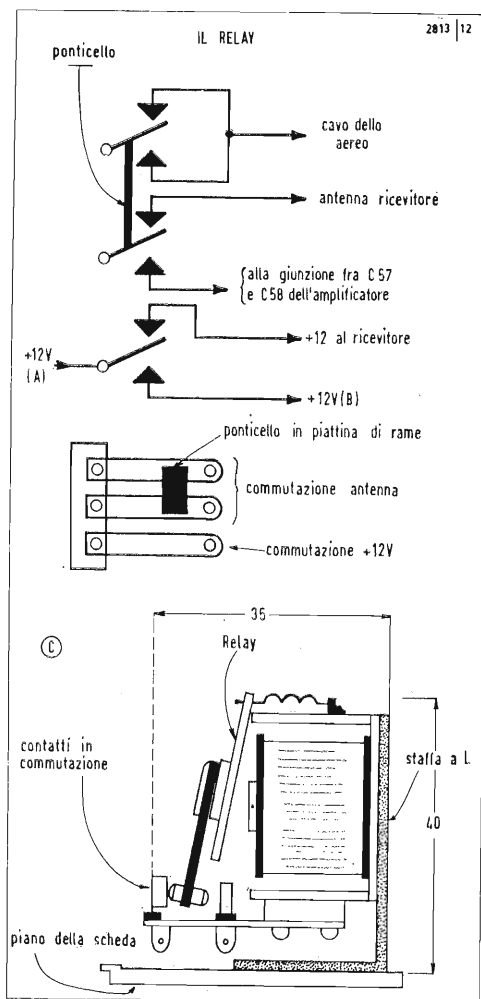
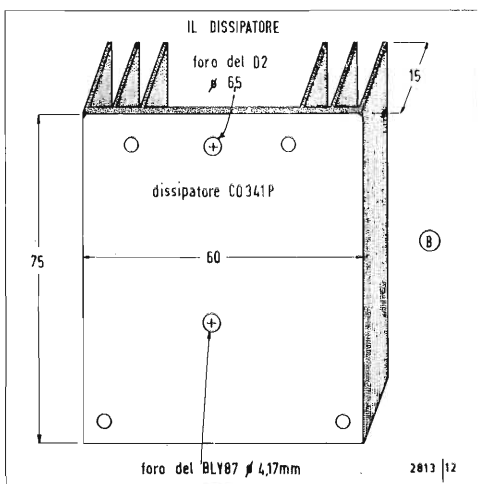
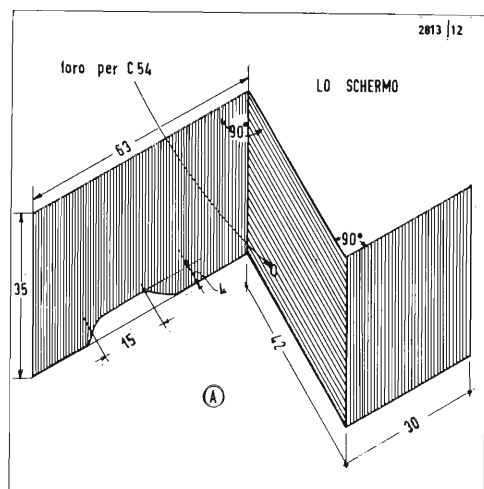



Fig. 8 - (A) Schermo verticale da montare sulla scheda dell'amplificatore secondo il tratteggio di fig. 6*b* – occorrono 7 viti con dado. (B) Dissipatore CO341P (Marcucci) da montare dietro la scheda, lasciando uno spazio d'aria di 3÷4 mm. (C) Relay per la commutazione di antenna ed alimentazione, il modello OMRON indicato, è reperibile presso C. Gavazzi S.p.A. Milano via G. Ciardi 9. (D) Formazione della bobina L_7; L_9 è simile, a parte le maggiori dimensioni.

differente diametro, secondo i casi, poi vengono sfilati dal mandrino e « stirati » fino a raggiungere la lunghezza voluta. L_2 ed L_4 in filo più sottile e non spaziate, sono irrigidite con una goccia di soluzione di polistirolo (o Duco).

La forma di L_7 è visibile in fig. 8*d*; L_9 è simile costruttivamente ad L_7. Per L_8 si usa un mandrino di 4 mm in polistirolo, che poi viene tagliato e lasciato dentro le spire, il tutto è bloccato col solito collante.

La bobina L deve avere un *Q* alto, deve essere molto stabile e regolabile. Tanto le bobine toroidali, che quelle con supporti plastici e nucleo in poliferro, non soddisfacevano i requisiti, per un motivo o l'altro.

Poiché lo spazio è sufficiente, si è adottato un nucleo ceramico del diametro di 25 mm, su cui sono state avvolte molto strettamente, 45 spire. Per spaziare uniformemente le spire, si sono avvolti due fili paralleli, dopo saldato le estremità di uno, agli appositi capocorda, si è tolto il filo che faceva da distanziatore. La bobina è avvolta nella parte più alta del supporto, per consentire un buona regolazione: essa infatti, è montata verticalmente sulla piastra di plexiglas e, dalla parte inferiore, impanata nel plexy abbiamo una lunga vite alla cui testa è saldato un cilindretto ricavato da un tubicino di rame. Questo nucleo non altera né *Q* né stabilità della bobina, esso però inserendosi nell'avvolgimento, non aumenta ma fa diminuire la induttanza della bobina stessa. Per i particolari vedi fig. 10c.

Messa a punto e taratura VXO

L'oscillatore deve funzionare senza difficoltà alcuna, alimentazione 2 pile. Per la taratura dei circuiti risonanti occorre un ondametro ad assorbimento, come ad esempio, un dip-oscillator commutato per funzionare come ondametro e non come generatore.

Avvicinando la bobina dell'ondametro ad L_{10} ed agendo su C_{65}, si farà la sintonia dello stadio su circa 22,5 MHz.

Si passa, poi, a L_{11} e si ripete l'operazione per la frequenza di 67,5 MHz agendo su C_{79}.

L_{12} e C_{74} verranno sintonizzati intorno a 135,100 MHz.

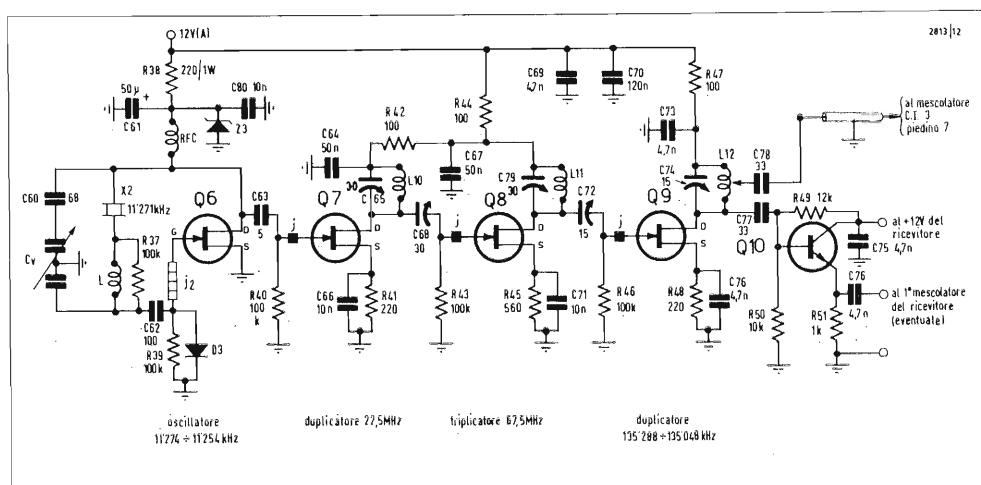
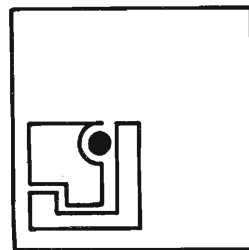



Fig. 9 - Schema elettrico del VXO con stadi moltiplicatori: *CV* condensatore variabile ad aria 100 + 100 pF montato su cuscinetti a sfere. C_{65}, C_{68}, C_{79}, C_{72}, C_{74} compensatori ceramici a cacciavite. C_{60}, C_{62}, C_{63}, C_{78}, C_{76} condensatori a mica argentata in resina epossidica, di ottima qualità (Vecchietti). Tutti gli altri condensatori sono ceramici a dischetto, eccetto C_{61}. Z_3 = Zener da 7,5 volt 200 mW; X_2, cristallo da 11,271 kHz (Lanzoni). Da Q_6 a Q_9 transistori TIS34 o simil.; Q_{10} = 2N3866 RCA (Silverstar); D_3 = OA150; J = 1 anellino di ferrite; J_2 = 4 anellini di ferrite; Resistenze da 0,5 watt salvo diversa indicazione.

Con un accoppiamento abbastanza lasco su L_{12}, si ruota il variabile *Cv* per osservare, sia pur grossolanamente, lo spostamento della frequenza.

Agendo sul nucleo di *L*, si deve trovare la combinazione che offre una copertura non minore di 240 kHz, per la intera rotazione della manopola demoltiplicata di *Cv*. Prima di poter riferire i gradi della scala della manopola alle frequenze, si dovrà fare la taratura finale del trasmettitore e poi si provvederà alla taratura per confronto con la scala di un ricevitore.

Eccitatore

Si tenga presente che usando il modulatore a doppio bilanciamento SL640, alla assenza del segnale BF deve corrispondere nessuna uscita RF.

Ad ogni buon conto, prima di alimentare gli stadi, è bene dare un carico a Q_4, si collegano, perciò tre lampadine « pisello » in serie, da 3,5 V ciascuna fra la connessione C_{34}/C_{35} e la massa.

Poi si alimenta la scheda con le due solite pile piatte da 4,5 volt in serie, l'assorbimento max dovrebbe essere fra 300 e 250 mA.

Agendo sui compensatori di Q_2, Q_3, Q_4, non si deve avere alcun arrossamento del filamento dei « piselli » altrimenti siamo in presenza di autooscillazione in uno dei tre stadi.

Se tutto è regolare, si collega il VXO, mediante cavetto TV, al piedino 7 di CI 3, ma non si avrà ancora nessun segnale di uscita.

In mancanza di una nota persistente BF, utilizzeremo la RF fornita da Q_1 mediante un accoppiamento « volante »: si prendono due pezzetti di filo flessibile ricoperto in plastica, si intrecciano i primi 2 cm, poi si scoprono le estremità opposte e si salda un codino a C_2 e l'altro a C_{13}; in tal modo scavalchiamo il modulatore ed il filtro, che impediscono alla RF non modulata, di passare. Adesso in C_{13} (piedino 3) entra la RF = 9 MHz; mentre dal piedino 7 entrano i 135 MHz – all'uscita di C_{13} abbiamo il segnale di 144 MHz molto debole.

Agendo su C_{20}, C_{25}, C_{34} le lampadine debbono cominciare ad illuminarsi: a questo punto si può fare la verifica della frequenza, con l'ondametro in gamma 144 MHz; è facile, infatti, agendo così empiricamente, fare l'accordo su una spuria. Dopo la verifica, agendo sui vari compensatori, si allineano i circuiti risonanti di Q_2, Q_3, Q_4. Se le lampadine cominciano a fare troppa luce, è segno che il segnale RF a 9 MHz è forte, svolgere un po' di ricciolino del filo volante, in modo da ridurre l'accoppiamento con Q_1. Aggiungere una pila in serie, in modo da alimentare con circa 13 V (4,5 x 3), rifare gli accordi per la massima resa, ricordando che le lampadine non debbono brillare troppo.

Togliere lo scavalcamento di CI 2 e filtro; dare alimentazione alla BF. Una nota udibile, nel microfono può esser data da un registratore, oppure avvicinando il microfono all'altoparlante di un ricevitore.

Agendo col cacciavite sul potenziometro *P*, si regola la BF in modo da avere una luce debole, che fluttua con la modulazione; questo rivelerà che sia la BF, sia il modulatore CI 2 lavorano regolarmente.

Se avete un ricevitore per i 144 MHz, potete ascoltarvi e regolare C_4 in modo che la voce umana non risulti né troppo bassa, né troppo acuta.

Potete anche tarare la scala del VXO, per confronto, cortocircuitando gli ingressi del ricevitore, affinché il segnale troppo forte non lo saturi. Se abitate in una zona dove sono altri OM duemetristi, potete collegare l'antenna all'uscita di Q_4 e fare la messa a punto definitiva, secondo i rapporti ed i consigli, di qualche corrispondente.

La perfezione, senza strumentazione di laboratorio ed un oscilloscopio, è difficilmente raggiungibile, quindi occorre accontentarsi di un soddisfacente compromesso.

Quando VXO ed eccitatore sono ben funzionanti, si può passare all'amplificato-

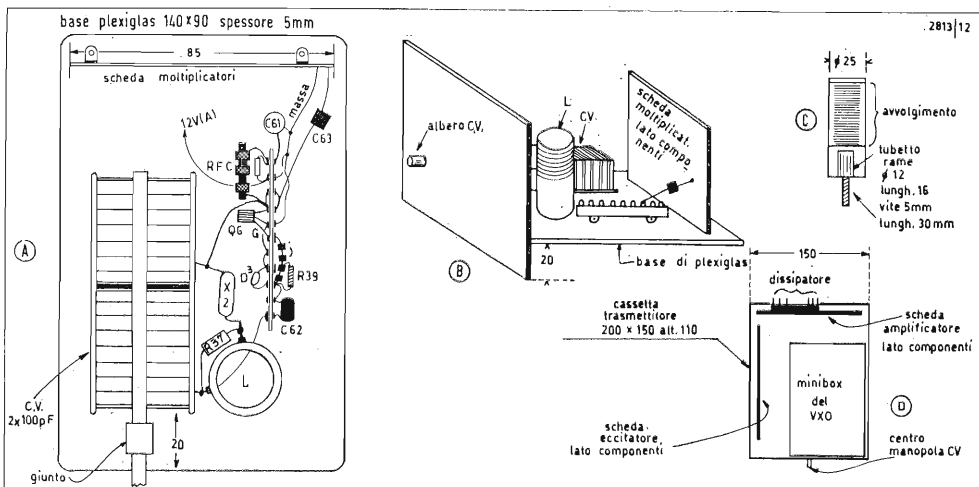
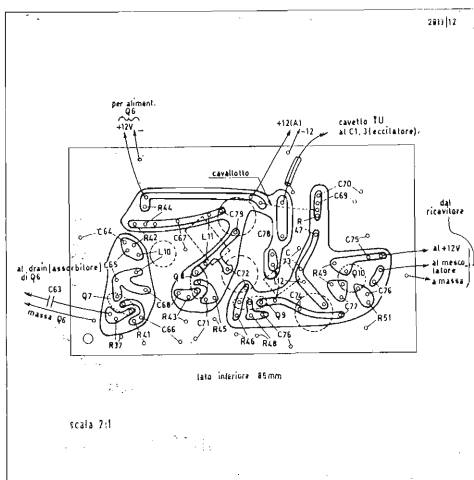



Fig. 10 - (A) Piastra di plexiglas per il montaggio del circuito oscillatorio. X_3 è privo di zoccoletto, ha i fili saldati ai piedini e questi ultimi infilati in due fori del plexy (per ridurre Cparass.). (B) Il VXO fuori della minibox. (C) particolare costruttivo del supporto di L. (D) sistemazione dei tre moduli del trasmettitore nella cassetta.

Fig. 11 - Scheda dei circuiti moltiplicatori del VXO, vista dal lato rame, i componenti sono dal lato opposto.

re di potenza, qui però occorre un accumulatore.

La procedura è simile: si mettono in serie tre lampadine da 3 W-6 volt, si collega la serie fra la giunzione C_{57}/C_{58}e massa.

Agendo su C_{47}, C_{48}, C_{57}, C_{58} si verifica se vi sono autooscillazioni quando il cavetto di ingresso è collegato all'uscita dell'eccitatore, ma questo è spento.

In caso di improvvisa accensione delle lampade, togliere subito la alimentazione.

Se non vi sono autooscillazioni, alimentare Q_5 con 6 volt, poi mettere in funzione l'eccitatore, agire sui compensatori dello amplificatore, in modo da fare l'accordo su 144 MHz; verificare con l'ondametro.

Passare l'alimentazione a 12 volt; parlando nel microfono ed agendo sul potenziometro della BF (P) la corrente di collettore di Q_5 deve solo di tanto in tanto toccare punte di 1 ampere.

Collegando l'amplificatore al cavo di antenna, si dovrebbero riscontrare condizioni analoghe; ad ogni modo un misuratore di onde stazionarie è un accessorio molto utile.

Appendice

1. Questo trasmettitore è stato progettato per un impiego essenzialmente portatile, con alimentazione da batteria d'auto.

Volendo, il lettore potrà costruire un alimentatore da rete luce; naturalmente occorre una alimentazione molto stabilizzata per il VXO e l'eccitatore: il consumo globale delle due unità non arriva a 0,4 A.

Per il finale occorrono 12 V/1 A con buona regolazione, probabilmente non è neppure necessaria la regolazione elettronica, ma è sufficiente la regolazione offerta da un filtro ad ingresso induttivo.

2. Per l'impiego esclusivamente « casalingo », il transistore di potenza non è a nostro parere, giustificato, un tubo per VHF, montato come amplificatore ad ingresso catodico, offre quei 9 dB di guadagno, ad un costo di impianto decisamente inferiore.

Chi infine, disponga di licenza generale, e quindi possa trasmettere con potenze maggiori di 10 W ingresso, potrà utilizzare la potenza offerta dall'eccitatore per pilotare un tubo in classe AB_1 fino a

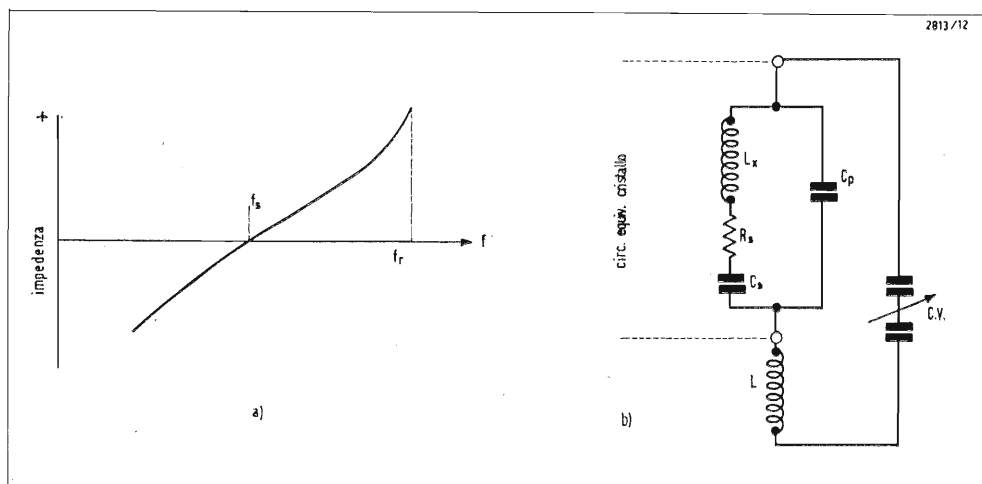
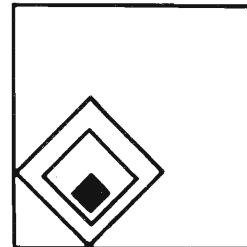



Fig. 12 - Il cristallo come risonatore piezoelettrico.

Tabella 1 - Gli induttori.

	Freq. risonanza	Caratteristiche
L_1 L_3	144.150	3 Spire filo 1,2 stagnato nudo; ∅ int. 6 mm - lungh. 10 mm presa alla 1ª spira - lato alimentazione.
L_2 L_4	144.150	4 Spire filo 0,65 smaltato - non spaziate; ∅ int. 6 mm.
L_6	144.150	5 Spire filo 1,2 stagnato nudo; ∅ int. 8 mm - lungh. 13 mm.
L_5	bobina arresto	25 Spire filo 0,35 smaltato - non spaziate avvolte su un resistore da 100.000 ohm/1 W.
L_7	144.150	2 Spire filo 1,2 mm stagnato nudo; ∅ int. 10 mm spaziata 3 mm - estremità di filo diritto 1 cm per parte.
L_8	bobina arresto	18 Spire filo 0,65 smaltato non spaziate; ∅ int. 4 mm.
L_9	144.150	3 spire filo 1,5 argentato nudo; ∅ int. 10 mm spaziate - estremità di filo diritto 2 cm per parte.
L_{10}	22.517 kHz	25 Spire filo 0,35 smaltato su; ∅ 6 mm con nucleo di poliferro.
L_{11}	67.550	4 Spire - filo 1 mm - sopra supporto; ∅ 6 mm con nucleo poliferro - lungh. avvolg. 10 mm.
L_{12}	139.100	2 Spire filo 1,2 stagnato nudo; ∅ 6 mm - spaziate 3 mm.
L	indutt. 30 µH alto *Q*:	45 spire filo 0,4 sm. spaziatura 1 diam. di filo sopra supporto ceramico; ∅ 25 (vedi fig. 10*c*).

150 W ingresso; naturalmente l'adattamento di impedenza fra uscita dell'eccitatore e circuito di griglia dell'AB_1 dovrà essere studiato con cura.

3. La teoria del modo di risonanza del cristallo richiede forse, un ulteriore chiarimento: ci preme far osservare che, a seconda del circuito nel quale è montato, il cristallo risuona su due frequenze leggermente diverse, che dipendono dalle sue costanti equivalenti, *R, Cs, Cp,Lx*. In fig. 12*a* vediamo la curva dell'impedenza del cristallo ed osserviamo che la frequenza di risonanza-serie, in cui l'impedenza è quasi zero, si manifesta prima della risonanza-parallelo. Abbiamo così, la *fs* di frequenza un po' minore della *fp* dove il cristallo ha invece una impedenza altissima. Mentre la *fp* è una frequenza molto stabile, la *fs* si può modificare di una piccola percentuale aggiungendo una induttanza *L,* in serie, come illustrato in fig. 12*b,* dove il cristallo è rappresentato secondo il suo equivalente elettrico.

La capacità *Cv* posta in parallelo alla combinazione cristallo *L,* cancella una parte della reattanza induttiva e quindi fa scorrere la *fs* lungo l'asse delle frequenze. Se *L* è molto grande, lo spostamento percentuale della frequenza è abbastanza ampio, ma la stabilità dell'oscillatore è degradata, perché l'influenza dell'induttore esterno prevale su quella del cristallo; lo stesso accade se l'induttanza ha un *Q* modesto.

Sperimentalmente si è accertato che il cristallo conserva il controllo della frequenza generata dall'oscillatore, purché lo slittamento della frequenza abbia un valore conservativo, non maggiore di *fs*/500.

Questo significa che un cristallo di 1000 kHz potrà essere variato entro 2 kHz, mentre a 10 MHz si potrà avere uno slittamento di 20 kHz.

Al disopra di 12 kHz le lamine di quarzo sono troppo sottili, perciò i cristalli di frequenza più alta non risuonano in fondamentale,ma secondo un modo anomalo detto « overtone »; poiché l'artificio dello spostamento della *fs* mediante induttanza serie e capacità variabile si realizza solo per la vibrazione in fondamentale, il valore di 11 MHz da noi adottato, rappresenta il miglior compromesso possibile.

Quattro classi di filtri elettrici

III - Filtri a ritardo

L. De Luca

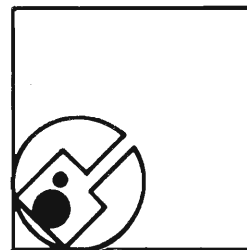
1. Introduzione

Mentre in tutti i filtri delle prime due classi, a bobine e *RC*, abbiamo trovato più o meno i soliti componenti reattivi, usati da soli oppure assieme ad elementi attivi di vario genere, con questa terza classe lasciamo ogni legame con le reattanze ed entriamo nel regno dei calcolatori elettronici. Ciò basta già per capire che si tratta di una classe il cui sviluppo è molto recente; tanto recente, anzi, da poterla considerare senz'altro come la classe più moderna di filtri elettrici.
I filtri a ritardo sono comparsi, quasi contemporaneamente, sotto forme diverse e in campi molto distanti della tecnica. Per non perdere di vista la loro sostanziale omogeneità di funzionamento, quindi, nei paragrafi seguenti cercheremo di rispettare un ordine che sia più legato all'evoluzione logica delle differenti soluzioni che non alle loro apparenze superficiali o alla successione di tempo nella quale sono state trovate.
E' bene fare attenzione a non confondere i filtri *a ritardo* di questa classe, caratterizzati dal fatto di funzionare per *mezzo* del ritardo anziché per mezzo delle reattanze, con i filtri *di ritardo* (presenti in tutte le classi), il cui *scopo* è quello di ritardare nel modo più possibilmente costante il segnale applicato. Così pure è opportuno non confondere i filtri a ritardo che impiegano elementi attivi (analogici o digitali) con i veri e propri filtri *attivi* (tipici della classe *RC*, sebbene non manchi qualche loro rappresentante anche tra i filtri misti).

Riguardo all'uso degli altri termini e dei simboli, tranne i casi che verranno specificati di volta in volta, seguiremo le recenti raccomandazioni dell'apposito comitato, presieduto da L.R. Rabiner, istituito per normalizzare la terminologia dei filtri digitali utilizzabili in acustica (IEEE Trans. AU-20, pag. 322-337).

Alcuni di questi termini, pur essendo molto comuni, vengono usati spesso in modo improprio. Perciò non sarà male ricordare, ad esempio, che un segnale è *continuo* nel tempo quando procede senza interruzioni ed è invece *campionato* quando si utilizza per mezzo di campioni prelevati a intervalli di tempo; che un segnale può essere inoltre *continuo* nell'ampiezza, se può assumere tutti i valori tra due estremi, oppure *quantizzato*, se può assumere un limitato numero di valori fissi; che un segnale si dice *digitale* quando è campionato e quantizzato, cioè quando viene espresso da una serie di numeri.
Precisiamo infine che il termine *analogico*, la cui applicazione a rigore dovrebbe essere limitata ai segnali e ai dispositivi continui nel tempo e nell'ampiezza, verrà usato qui per semplicità in un senso più generale, cioè per indicare anche segnali e dispositivi continui nella sola ampiezza.

2. Filtri analogici a convoluzione diretta

Supponiamo di avere un filtro tradizionale, indicato in fig. 1*a* come una scatola chiusa, che riceve in entrata un segnale elettrico $f(t)$ e restituisce in uscita un segnale elettrico $h(t)$, entrambi continui nel tempo t. Al segnale $f(t)$ corrisponde uno spettro $F(\omega)$ e al segnale $h(t)$ corrisponde uno spettro $H(\omega)$; il rapporto fra spettro d'uscita e spettro di entrata costituisce la funzione di trasferimento $G(\omega)$ del filtro. Se all'entrata di questo filtro applichiamo un impulso molto stretto, avremo in uscita una forma d'onda $g(t)$ il cui spettro è uguale a $G(\omega)$.
Immaginiamo ora di voler realizzare un secondo filtro con la stessa risposta del primo, ma utilizzando solo elementi di ritardo. Basterà disporre un certo numero di tali elementi come in fig. 1*b*, facendo in modo che la *durata* totale del ritardo sia sufficiente a contenere la parte più significativa del segnale $g(t)$ e il numero delle prese intermedie sia abbastanza grande per rappresentare adeguatamente la *forma* di questo segnale. I valori delle resistenze di pesatura R saranno scelti in modo da fornire i corrispondenti valori della forma d'onda $g(t)$.
Non è difficile riconoscere che il secondo filtro può eseguire lo stesso lavoro del primo. Un impulso molto stretto applicato alla sua entrata, infatti, viaggerà lungo la linea di ritardo dando luogo, in corrispondenza di ogni presa, al medesimo valore istantaneo del segnale di uscita che avrebbe fornito il primo filtro. Dato che tale impulso stretto rappresenta il caso di uno spettro d'entrata con la massima larghezza di banda, la risposta del secondo filtro sarà quella voluta anche per qualsiasi altro segnale applicato al suo ingresso.

Riguardo al nome da dare al nuovo tipo di filtro esiste tuttora una certa confusione. Esso è stato chiamato filtro « trasversale » da H.E. Kallmann nel 1940, perché le sue uscite parziali sono prelevate da altrettante *traverse* di una via principale. Questo termine risulta troppo legato alle apparenze: basta infatti realizzare il filtro come indicato in fig. 1*c*, affinché esso non sia più trasversale, pur restando immutato nella sostanza. Nella normalizzazione di Rabiner (1972) viene definito come trasversale qualunque filtro « nel quale il segnale di uscita è generato sommando una serie di versioni ritardate del segnale d'entrata, pesate da un gruppo di pesi », mentre per il caso in cui i ritardi sono ottenuti mediante una linea come in fig. 1*a*, si consiglia il termine di « filtro a linea di ritardo con prese ».

Il nome generale di « filtro a ritardo », proposto dallo scrivente al Congresso elettronico di Roma nel 1960, risulta oggi insufficiente a distinguere questo tipo di filtro dagli altri che son venuti poi a popolare la medesima classe. Un termine più adatto sembra quello di « convolutore », usato nel 1967 dal francese J. Oswald per indicare che il segnale d'uscita *h(t)* viene ottenuto dalla convoluzione dei segnali *f(t)* e *g(t)*. Dato che tale convoluzione avviene ugualmente, almeno dal punto di vista matematico, anche negli altri tipi di filtri, è meglio precisare che si tratta di un filtro a convoluzione *diretta*.

Passiamo ora a vedere le differenze rispetto ai filtri delle due classi precedenti. La prima è ovviamente la mancanza degli elementi reattivi, permessa dal fatto di poter utilizzare *qualsiasi* sistema di ritardo, come un nastro magnetico con molte testine di lettura, la persistenza di un oscilloscopio a scansione circolare, il ritardo stesso del mezzo di propagazione e il trasferimento analogico del segnale lungo una catena di memorie a condensatori (il cui valore di capacità non ha influenza diretta sulla risposta). Il campo di impiego di tale filtro, conseguentemente, può scendere a frequenze di gran lunga più basse di quelle utilizzabili nei filtri *RC*.

Una seconda differenza che distingue tutti i filtri a ritardo da quelli delle altre classi, dovuta alla mancanza degli elementi reattivi, è l'indipendenza tra la frequenza di lavoro e la curva di risposta. La frequenza dipende infatti dal valore dei ritardi elementari, spesso stabilito da un oscillatore esterno, mentre la risposta dipende soltanto dai valori di pesatura.

Le caratteristiche del filtro a convoluzione diretta, in particolare, riguardano principalmente le risposte ottenibili. Innanzitutto è chiaro che una stessa linea di ritardo può essere usata per dare differenti risposte in tempi diversi, cambiando la serie delle resistenze di pesatura, oppure per dare contemporaneamente più segnali d'uscita differenti, oppure ancora — capovolgendo il verso di funzionamento — per dare in uscita la somma di più segnali d'entrata filtrati diversamente (fig. 1*d*). Dato che la funzione di pesatura *g(t)* è la trasformata di Fourier della risposta G(ω) voluta, è anche evidente che questo filtro può realizzare *qualsiasi* curva di risposta in frequenza. Allo stesso modo è possibile, *contrariamente a tutti gli altri tipi di filtri*, variare a piacere l'ampiezza e la fase della funzione G(ω). Gli aspetti matematici di quest'ultimo punto sono stati esposti dallo scrivente alla Riunione dell'AEI di Ancona nel 1960, mentre il primo impiego negli equalizzatori automatici è stato descritto da R.W. Lucky nel 1965. Un'altra possibilità di questo filtro, cioè quella di dare due o più segnali di uscita aventi tra di loro una relazione di fase rigorosamente costante, è stata utilizzata recentemente in America dal cinese Y. Fang (IEEE Trans. COM- 20, pag. 147-157), per evitare i filtri passa-basso e passa-banda in un sistema *SSB* con modulazione in quadratura (fig. 2). E' stata usata una catena di ritardo a scorrimento di soli 22 passi, per ottenere contemporaneamente le due risposte impulsive richieste, entrambe garantite nella fase; la pesatura è stata fatta con 69 resistenze, delle quali 21 all'1‰, 24 all'1% e 24 al 5%.

Il principale svantaggio di questo tipo di filtro è la difficoltà pratica di realizzare un numero sufficiente di prese per riprodurre le risposte dei filtri tradizionali con risonatori ad alta Q. Tenendo presente infatti che una Q di 100 dà luogo a oscillazioni naturali la cui ampiezza si dimezza dopo 22 periodi, è chiaro che occorre un altissimo numero di prese e di resistenze di pesatura. Il circuito in fig. 1*b* può essere quindi usato solo nelle ap-

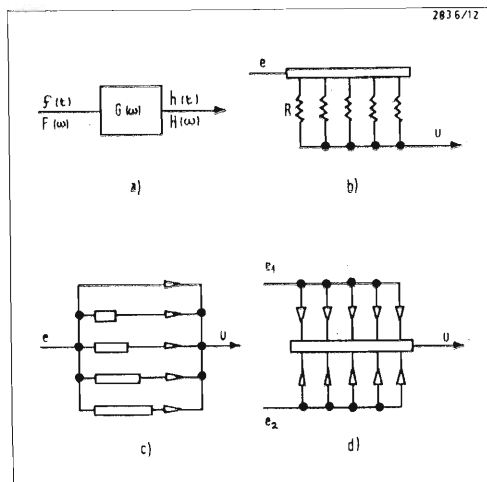



Fig. 1 - Forme equivalenti di filtri a convoluzione diretta.

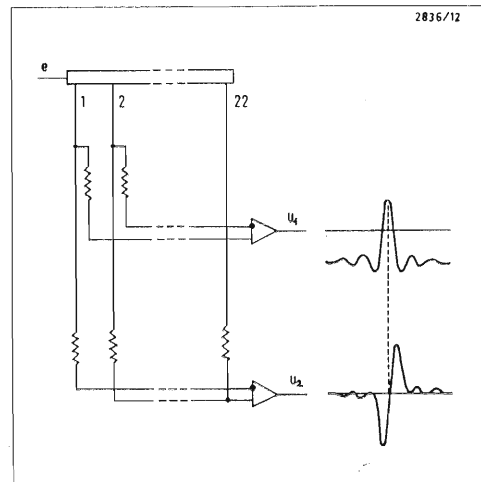



Fig. 2 - Impiego di un filtro a convoluzione diretta per ottenere due risposte aventi tra di loro una relazione di fase rigorosamente costante.

plicazioni con valori modesti di *Q*.
Una soluzione indicata nel 1967 da Oswald per aumentare la *Q*, analoga a quella di Scott per i filtri *RC*, scambia i poli di attenuazione con gli zeri mediante la controreazione di un amplificatore (fig. 3*a*). Una soluzione migliore è quella di introdurre la ricorrenza nella medesima linea di ritardo (fig. 3*b*). I filtri di quest'ultimo tipo oggi vengono comunemente chiamati *ricorrenti*, in contrapposizione a quelli in cui il segnale di uscita dipende dai valori precedenti del *solo* segnale di entrata, che vengono chiamati filtri *non ricorrenti*.
Gli uni e gli altri si prestano alla realizzazione con parametri *RC* distribuiti. In tal caso la pesatura è di tipo *continuo* (o quasi) e viene realizzata nel medesimo circuito integrato che comprende la linea di ritardo e l'eventuale amplificatore di ricorrenza.

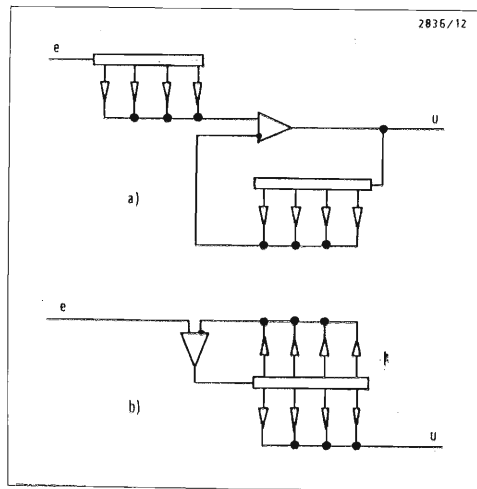



Fig. 3 - Due soluzioni possibili per aumentare la Q nei filtri a convoluzione diretta.

$$\begin{cases} H = Ya_0 + YWa_1 + YW^2a_2 \dots\dots + YW^na_n \\ Y = F - YWb_1 - YW^2b_2 \dots\dots - YW^nb_n \end{cases}$$

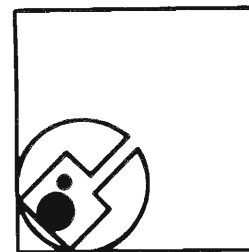
$$F = Y + YWb_1 + YW^2b_2 \dots\dots + YW^nb_n$$

$$\begin{cases} H = Y(a_0 + a_1W + a_2W^2 \dots\dots + a_nW^n) \\ F = Y(1 + b_1W + b_2W^2 \dots\dots + b_nW^n) \end{cases}$$

$$G = \frac{H}{F} = \frac{a_0 + a_1W + a_2W^2 \dots\dots + a_nW^n}{1 + b_1W + b_2W^2 \dots\dots + b_nW^n}$$

Fig. 4 - Schema di un filtro a coefficienti polinomiali e calcolo della relativa funzione di trasferimento.

3. Filtri analogici a coefficienti polinomiali

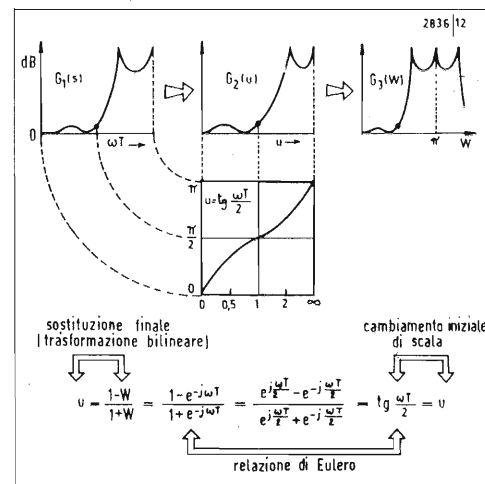
I filtri a ritardo, specialmente quelli ricorrenti, si prestano anche a realizzare una risposta in frequenza nel modo tradizionale. Per farci un'idea chiara di questo secondo gruppo di filtri è opportuno seguire una parte del ragionamento esposto dal francese Y. Rainsard nel 1969 (C. & T. 23, pag. 356-365), passando subito alla configurazione in fig. 4. Si tratta di un circuito in tutto simile a quello in fig. 3*b*, tranne il fatto che la linea di ritardo risulta sostituita da una cascata di cellule elementari, aventi ciascuna la *medesima* funzione di trasferimento $W(\omega)$.
Lasciando le stesse lettere del paragrafo precedente per indicare le varie grandezze elettriche *del filtro completo* (ma lasciando sottintesa la ω), possiamo calcolare la funzione di trasferimento *totale* nel modo indicato nella stessa fig. 4. Basta tener presente che lo spettro del segnale *y(t)*, che passa nel punto *y* del circuito, è dato dalla *somma* dello spettro del segnale *f(t)* entrante nel filtro e dagli spettri di *tutti* i segnali ricorrenti. Ciascuno di questi spettri ricorrenti, a sua volta, risulta dal *prodotto* del corrispondente fattore di pesatura *b* con la funzione *W*, presa tante volte quante cellule sono state attraversate da ciascun segnale ricorrente. Ad esempio, il segnale che torna indietro dal moltiplicatore b_2 ha attraversato due cellule e quindi il suo spettro nel punto *x* sarà uguale allo spettro di partenza *Y* moltiplicato due volte per *W* e moltiplicato ancora per $-b_2$. In modo simile lo spettro d'uscita *H* risulterà dalla somma di tutti gli spettri parziali uscenti dai moltiplicatori *a*.
Scrivendo queste due espressioni, eseguendo poi qualche semplice spostamento di termini e dividendo infine la seconda per la prima, otteniamo la funzione *G* richiesta. Essa ha il solito aspetto delle frazioni di due polinomi che caratterizzano i filtri delle altre classi, tranne il fatto di avere le potenze di *W* anziché le potenze della variabile *s*. Il numero delle cellule elementari necessarie per realizzare il filtro completo è perciò uguale al grado più alto di *W*.
A questo punto basta ricordarsi che *W* a sua volta è una funzione di *s*, dato che rappresenta la risposta della cellula elementare utilizzata. In pratica non ha molta importanza quale sia questa risposta, purché sia *identica* in tutte le cellule.
Per capire in che modo si possano calcolare i vari moltiplicatori *a* e *b* del filtro in fig. 4 conoscendo i coefficienti *A* e *B* dei polinomi che formano la funzione di trasferimento (nella variabile *s*) da realizzare, conviene cominciare con i casi più semplici indicati in fig. 5. Con i derivatori puri, la cui tensione d'uscita cresce linearmente con la frequenza e la funzione *W* si riduce quindi a *s*, il passaggio è diretto: i fattori *a* e *b* sono uguali ai rispettivi coefficienti *A* e *B*. Negli integratori puri la tensione di uscita varia inversamente alla frequenza; occorre quindi sostituire nella *G* di partenza la *s* con $1/W$, moltiplicare numeratore e denominatore per una potenza di *W* adatta e infine ordinare secondo le potenze di *W*. Con le cellule *RC* e gli sfasatori puri (cellule passa-tutto), analogamente, basta eseguire le sostituzioni indicate in fig. 5. Nessuna di queste soluzioni ha trovato finora un impiego pratico. La soluzione a sfasatori, brevettata in America da Y.W. Lee e N. Wiener nel 1935, è stata giudicata da Cauer nel suo libro del 1941 « non raccomandabile nel campo dei filtri elettrici », perché le soluzioni tradizionali possono risolvere gli stessi problemi con un numero minore di componenti.
Passando ora alle cellule di ritardo, vediamo che purtroppo la sostituzione diretta non è possibile (perché *s* non è una funzione razionale di *W*); sarà quindi necessario ricorrere a qualche trasformazione di frequenza. Uno dei metodi esposti nel 1967 da C.M. Rader e B. Gold (PIEEE-55, pag. 149-171) consiste nel passare alla frequenza ausiliaria *u*, secondo i passi illustrati in fig. 6.

Anche i filtri di questo secondo gruppo, come quelli *RC* attivi, vengono solitamente divisi in più sezioni di secondo grado, in modo da semplificare la regolazione degli zeri e dei poli di attenuazione. Nelle sezioni non ricorrenti mancano naturalmente i fattori *b*, mentre resta uguale il metodo di sintesi. Nelle sezioni ricorrenti, invece, occorre tener conto della stabilità, scegliendo opportune condizioni da imporre ai fattori *b*.
I principali tipi di queste sezioni sono stati realizzati nel 1957 da H. Urkowitz, utilizzando linee di ritardo. L'impiego dei coefficienti polinomiali nella sintesi dei filtri a ritardo, da un punto di vista teorico, era stato già proposto dall'inglese R.H. Barker nel 1950.

4. Filtri digitali

Il ritardo elementare *T*, anche se realizzato con lo spostamento di cariche elettriche da un condensatore all'altro, presenta l'inconveniente di non garantire la costanza del segnale nel tempo. La precisione richiesta nei coefficienti *a* e *b* dei filtri polinomiali, inoltre, può essere difficilmente mantenuta con le soluzioni analogiche. Il modo migliore per risolvere questi due problemi è quello di ricorrere alla quantizzazione del segnale. Il filtro che ne deriva è in tutto simile a quello in fig. 4, salvo naturalmente il fatto di eseguire tutte le operazioni interne (ritardi, moltiplicazioni e addizioni) con la tecnica digitale e di essere preceduto e seguito rispettivamente da un convertitore analogico-digitale e da un convertitore digitale-analogico.
La soluzione digitale si è sviluppata quasi contemporaneamente nel campo elettroacustico (R.M. Golden, 1963), nei servomeccanismi (J.F. Kaiser, 1963) e nelle misure sismiche (E.J. Kelly e M.J. Levin, 1964). Sebbene il funzionamento e la sintesi dei filtri restino sostanzialmente uguali alla loro corrispondente versione analogica, con questa soluzione si hanno naturalmente dei vantaggi e degli svantaggi. Tra gli svantaggi abbiamo innanzitutto la riduzione della dinamica, legata al meccanismo della quantizzazione. Quest'ultima non può essere del tipo a compressione logaritmica (come nei sistemi telefonici PCM) perché il segnale deve essere filtrato *linearmente*. Quindi anche una quantizzazione a 12 bit, come viene fatta comunemente, comporta un sensibile *rumore di quantizzazione* che limita l'estremo inferiore della dinamica e una *saturazione* che limita l'estremo superiore. Limitazioni dello stesso genere, ma molto più gravi, si presentano nelle varie operazioni aritmetiche intermedie. Nei calcoli interni occorre perciò ricorrere spesso all'impiego della *virgola mobile*, assegnando cioè un certo gruppo di bit per la *mantissa* e un altro gruppo di bit per *l'esponente* di ciascun numero da elaborare. Per la stessa ragione è necessario scegliere con cura l'*abbinamento* dei poli e degli zeri da mettere nelle singole sezioni, nonché l'*ordinamento* delle sezioni stesse lungo il filtro.
Mentre la stabilità delle sezioni ricorrenti in un certo senso è più facile da garantire nei filtri digitali (a causa delle operazioni *numeriche*, più sicure nel tempo di quelle analogiche), in essi nasce un nuovo tipo di instabilità, chiamato del *ciclo limite*. In sostanza si tratta di piccole oscillazioni che si manifestano anche *in assenza del segnale entrante*, come effetto dell'amplificazione degli errori dovuti al troncamento dei risultati delle moltiplicazioni.
Tutti questi inconvenienti, in generale, hanno maggior peso ai livelli molto bassi del segnale da filtrare e quindi diventano particolarmente importanti quando il segnale d'uscita deve essere poi analizzato dall'orecchio (segnali fonici).
Nelle altre applicazioni, tali svantaggi sono largamente superati dai vantaggi offerti dai filtri digitali. Essi sono in gran parte legati alle proprietà tipiche dei calcolatori elettronici. Ad esempio, un vantaggio notevole *nelle applicazioni di laboratorio* è quello di non costruire un vero e proprio filtro, ma semplicemente un programma per un calcolatore già esistente che, con questo programma, funziona come filtro.
Nei filtri digitali veri e propri, costituiti in genere da più sezioni ricorrenti a coefficienti polinomiali, i vantaggi sono legati alla possibilità di eseguire le varie operazioni aritmetiche di ciascuna sezione in un tempo brevissimo (molto inferiore all'intervallo di campionatura). Questo fatto permette innanzitutto di usare il medesimo gruppo di moltiplicatori e di addizionatori per eseguire consecutivamente in una stessa sezione le operazioni relative a tutte le sezioni del filtro. Dato che i coefficienti *a* e *b* delle varie sezioni in generale non saranno uguali, occorre

operazione elementare	circuito utilizzabile per la cellula elementare	W (s)	nella G(s) invece di s scrivere:
derivazione		s	W
integrazione		$\frac{1}{s}$	$\frac{1}{W}$
sfasamento con attenuazione		$\frac{1}{1+s}$	$\frac{1-W}{W}$
sfasamento senza attenuazione		$\frac{1-s}{1+s}$	$\frac{1-W}{1+W}$
ritardo	nT−T/2 nT	e^{-sT}	$\left(\frac{1}{T} \ln \frac{1}{W}\right)$

Fig. 5 - Esempi di circuiti utilizzabili nelle cellule elementari della figura precedente.

Fig. 6 - Quadro sinottico per il progetto di un filtro a coefficienti polinomiali secondo il metodo della trasformazione bilineare. Dalla curva della G(s) voluta, limitata a una frequenza massima pari alla metà della frequenza $1/T$, si passa prima alla curva $G(u)$ calcolando i principali valori di u con i corrispondenti valori di ω; nella $G(u)$ si esegue poi la sostituzione indicata in basso a sinistra, giustificata dalla relazione di Eulero e dal precedente cambiamento di scala.

naturalmente cambiare tali coefficienti (memorizzati ad esempio in circuiti integrati *ROM*) sui vari moltiplicatori con la sequenza adatta. Gli elementi di ritardo debbono essere invece realizzati in modo che ciascuno di essi contenga contemporaneamente i campioni di tutte le *n* sezioni, cioè debbono essere costituiti ciascuno di *n* passi di ritardo comandati da un orologio a frequenza *n* volte più alta di quella di campionatura.

Estendendo questo procedimento è facile capire che risulta possibile usare ancora le stesse unità aritmetiche per eseguire addirittura le operazioni relative a filtri *diversi*, che lavorano tutti in parallelo (con la stessa frequenza di campionatura). Tale impiego, detto multiplazione, risulta specialmente utile quando i differenti filtri accettano il medesimo segnale di entrata, in modo da usare un solo convertitore analogico-digitale.

Una interessante possibilità della *commutazione* nei filtri digitali, proposta nel 1969 da A.B. Glaser, è legata alle prestazioni ottenibili con la commutazione di *n* filtri in parallelo. Questo tipo di impiego, trovato nei filtri tradizionali da L. E. Franks e I.W. Sandberg nel 1960, viene detto *a più vie* (in America *n-path*), per quanto sarebbe forse più espressivo chiamarlo metodo *stroboscopico*. Si tratta di utilizzare tre o più filtri passa-basso uguali, inserendoli uno per volta nella via del segnale da filtrare, con una velocità di scansione uguale alla frequenza centrale della banda passante voluta (fig. 7*a*). Si ottiene così un filtro passa-banda, che in certi casi può essere realizzato in modo relativamente semplice (fig. 7*b*), la cui frequenza centrale è garantita da un oscillatore esterno. Il principale vantaggio di questo filtro commutato è la possibilità di variare a piacere la frequenza centrale (regolando l'oscillatore), tenendo ferma la larghezza e l'andamento della banda passante. I principali svantaggi sono la necessità di una *perfetta uguaglianza* tra gli *n* filtri elementari e la comparsa di risposte spurie a frequenze multiple della frequenza di centro banda.

La soluzione digitale sembra particolarmente adatta a realizzare questo tipo di filtro: il secondo inconveniente viene infatti già accettato nei filtri digitali in genere, mentre l'unico modo per garantire la perfetta uguaglianza tra gli *n* filtri elementari è proprio la loro realizzazione nella tecnica digitale.

5. Filtri con variazione non uniforme del ritardo

Abbiamo supposto fin qui che gli elementi di ritardo impiegati nel filtro siano tutti uguali tra di loro, equivalenti cioè a una linea di ritardo con prese equidistanti e nella quale il ritardo stesso aumenti in modo lineare con la distanza dall'origine. Ci proponiamo ora di dare uno sguardo ai filtri nei quali il ritardo varia invece in modo diverso, il che ci permetterà di farci un quadro più completo sui molteplici campi di applicazione dei filtri a ritardo, compreso quel particolarissimo tipo di applicazione che si trova nel sistema uditivo dei Mammiferi.

Una rassegna dei filtri convolutori usati per il riconoscimento di determinati segnali (filtri *adattati*), con speciale riguardo ai sistemi *sonar*, è stata fatta nel 1968 dal francese H. Mermoz (Ann. Télécom. 23, pag. 2-10), secondo il quale « la linea di ritardo a prese è l'immagine idealizzata più generale che si possa dare di questo genere di convolutori ». Nel caso della linea *dispersiva*, nella quale il ritardo varia *con la frequenza* del segnale ricevuto, si ha un filtro adattato per un segnale modulato linearmente in frequenza. Tale segnale viene infatti *compresso* nel tempo, mentre attraversa il filtro, in modo da ottenere come uscita un impulso molto stretto (e meglio riconoscibile rispetto al disturbo). Questo genere di modulazione del segnale, utilissimo nei sonar e nei radar, in America viene chiamato *chirp* (come il verso dei passeri); solo recentemente è stato accertato che i medesimi tipi di segnale e di filtro adattato sono usati nelle specie più comuni di pipistrelli, allo scopo di minimizzare l'effetto Doppler (JASA 48, pag. 1014-1020 e 51-1, pag. 133).

Passando ora alle linee nelle quali il ritardo rimane uguale alle varie frequenze, ma aumenta non linearmente *con la distanza* dall'origine, conviene chiederci innanzitutto come dovrebbe essere costituito un filtro a convoluzione diretta per estendere al massimo il campo delle frequenze utilizzabili. Si tratta in sostanza di un problema di scala: a parità del valore di fondo scala, occorre cioè trovare la migliore distribuzione dei valori intermedi, in modo che l'errore sia ripartito uniformemente lungo tutta la scala stessa. La soluzione è quella di una scala loga-

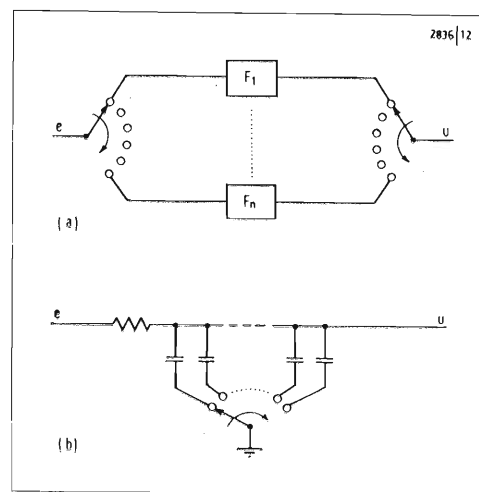
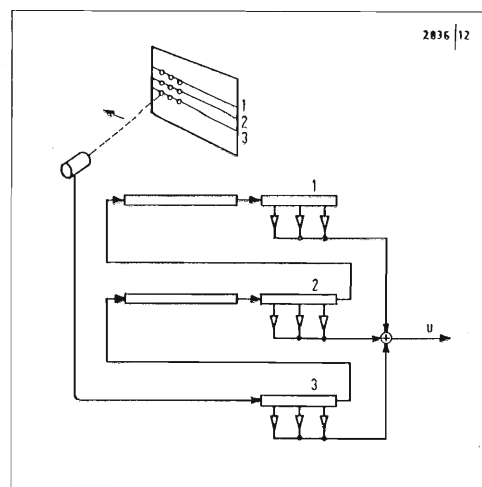
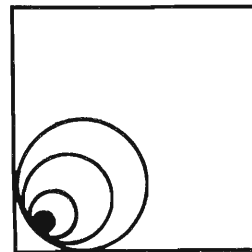



Fig. 7 - Schemi di principio dei filtri passabanda a più vie.

Fig. 8 - Rappresentazione schematica di un filtro a due dimensioni per segnali televisivi. Le 3 linee di ritardo di destra sono disposte in modo da riprodurre, sulle loro 9 prese, la medesima disposizione spaziale dei 9 punti della telecamera ai quali si riferisce il segnale passante nel momento considerato. Le altre 2 linee servono a completare il ritardo di riga.

ritmica, ovvero di una linea nella quale il ritardo *aumenti* in modo esponenziale con la distanza. Volendo costruire un filtro del genere, infatti, è chiaro che converrà far entrare il segnale nell'estremo più *veloce* della linea, per evitare che le componenti di frequenza alta presenti nel segnale vengano degradate passando nel tratto *lento* della linea stessa. Come già messo in evidenza dallo scrivente nel 1958, questa soluzione a ritardo esponenziale è *esattamente* quella utilizzata nell'orecchio interno dei Mammiferi. Nella coclea dell'orecchio umano, ad esempio, il ritardo totale di 25 ms viene suddiviso lungo i 35 mm della linea di ritardo, con un rapporto tra le due velocità estreme di circa 100.
Anche nei filtri digitali può essere utile, talvolta, ricorrere ad una variazione non uniforme del ritardo. Uno di questi casi si trova nell'elaborazione dei segnali di risposta nei radar a bersaglio mobile. La soluzione consiste nell'introdurre un certo *disordine* sull'intervallo di campionatura, in modo che tutte le parti che costituiscono il filtro digitale funzionino come nei casi normali, ma avanzando in modo irregolare. L'esame teorico di questo comportamento, basato sulla sovrapposizione degli effetti di più frequenze diverse di campionatura, è stato fatto dagli inglesi H.W. Thomas e N.P. Lutte nel 1972 (PIEE-119, pag. 1559-1567).

E' appena il caso di notare che un meccanismo molto simile si trova ancora nel sistema uditivo, questa volta nella parte neurale del sistema; il suo scopo, analogamente ai radar, è quello di evitare il riconoscimento sistematico di certi segnali a danno del riconoscimento di altri segnali più deboli. Questo risultato viene ottenuto, nel caso uditivo, introducendo un disordine nella risposta dei recettori neurali, cioè variando in modo irregolare la loro sensibilità e, conseguentemente, l'intervallo tra i loro impulsi di uscita.

6. Filtri per segnali a più dimensioni

I filtri a ritardo, specie nella versione digitale, risultano particolarmente adatti per filtrare i segnali elettrici a più dimensioni. Prima di passare alla soluzione di questo problema, tuttavia, dobbiamo cercare di farci un'idea del problema stesso, prendendo come esempio una interessante applicazione nel campo televisivo.
Tale applicazione riguarda un metodo, trovato da A. Macovski nel 1970, per estrarre le informazioni dei *colori* contenute nel segnale elettrico uscente da una comune telecamera *in bianco e nero*. L'opportunità di un filtraggio a due dimensioni è stata illustrata dallo stesso Macovski due anni più tardi (IEEE Trans. C-21, pag. 642-647).

Naturalmente alla telecamera è stato aggiunto qualcosa, cioè un doppio reticolo a righe *verticali*. Le righe di una serie sono opache al *blu* e sono intervallate con una *frequenza spaziale x*, mentre le righe dell'altra serie sono opache al *rosso* e intervallate con una *differente* frequenza spaziale *y*. Durante la scansione *orizzontale*, quindi, le componenti *blu* della scena colorata verranno modulate alla frequenza x, mentre le componenti di luce rossa verranno modulate alla frequenza y. Filtrando il segnale d'uscita della telecamera con due normali filtri passa-banda, centrati alle rispettive frequenze, è possibile estrarre le informazioni del blu e del rosso, ricavando poi l'informazione relativa al giallo come differenza rispetto al segnale totale.

Fin qui abbiamo considerato segnali a *una* dimensione, definiti cioè da un'ampiezza che varia lungo una dimensione *orizzontale* nella telecamera, oppure che varia in una serie equivalente di istanti consecutivi sul filo d'uscita della telecamera. Però è chiaro che avremmo potuto eseguire lo stesso procedimento nell'*altra* dimensione spaziale, cioè con un doppio reticolo a righe orizzontali e con una scansione elettrica a righe verticali, ottenendo un risultato simile.

A questo punto bisogna considerare la *definizione* ottica ottenibile con un procedimento del genere. Se la larghezza di banda di ciascun filtro elettrico di estrazione cromatica è grande, la definizione è buona; ma in questo caso abbiamo pure un notevole disturbo di un colore sull'altro. Se la banda di ciascun filtro è invece stretta, abbiamo una buona separazione dei colori, ma una cattiva definizione dell'immagine. Perciò s'intuisce che vale la pena di eseguire *contemporaneamente* il filtraggio in entrambe le direzioni, orizzontale e verticale, per migliorare la definizione. E' appunto questa operazione che viene eseguita per mezzo dei filtri a due dimensioni.

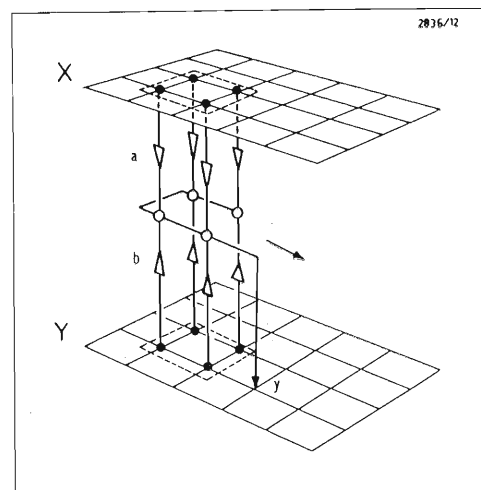



Fig. 9 - Configurazione circuitale di un filtro ricorrente per segnali a due dimensioni.

Nella versione a ritardo, che oltre ad essere la più adatta (specialmente nei segnali televisivi, per i quali ha importanza la risposta di fase) è anche la più facile da capire, questo tipo di filtro consiste in un gruppo di filtri a ritardo, ciascuno dei quali è un passa-banda come visto nel primo esempio, collegati in modo tale che i segnali presenti in essi nello stesso istante siano i valori corrispondenti a punti della telecamera disposti sulla medesima verticale (fig. 8). Pertanto, mentre la pesatura tra le prese elementari dei singoli filtri *orizzontali* fornisce il miglior valore d'uscita in base ai punti vicini della stessa riga nella telecamera, una *seconda* pesatura tra le prese corrispondenti dei diversi filtri orizzontali fornisce il miglior valore d'uscita che tenga conto anche delle righe vicine a quella in esame.

Nella versione digitale, un filtro del genere assume più o meno la configurazione indicata in fig. 9. Se il corrispondente filtro a una dimensione comprende 4 coefficienti *a* e altrettanti coefficienti *b*, il filtro bidimensionale avrà 16 coefficienti *a* e 16 coefficienti *b*.

I filtri per segnali a più dimensioni, detti anche *a ventaglio*, trovano applicazione in tutti i casi nei quali, come nell'esempio televisivo ora visto, vi sia da migliorare il rapporto segnale-disturbo di una informazione spaziale. Essi sono stati usati nel 1963 da J.P. Fail e G. Grau per l'elaborazione dei segnali sismici, nel 1967 da E.G. Zurflueh per i dati magnetici e di gravità, nel 1968 da R.H. Selzer per le fotografie ai raggi x, aeree e metereologiche.

Il problema della stabilità, che nella versione ricorrente di tali filtri si presenta piuttosto complesso, è stato studiato da J.L. Shanks, S. Treitel e J.H. Justice nel 1972 (IEEE Trans. AU-20, pag. 115-128).

7. Meccanismo dell'azione filtrante

In questa classe di filtri la ripartizione dei fenomeni fisici utilizzati risulta molto chiara: la mancanza degli elementi reattivi ci permette di escludere subito la risonanza e la lenta variazione d'impedenza con la frequenza. *Tutti* i filtri a ritardo debbono quindi basarsi necessariamente sulla *ricorrenza* e sull'*interferenza*. La suddivisione di questi due fenomeni, inol-

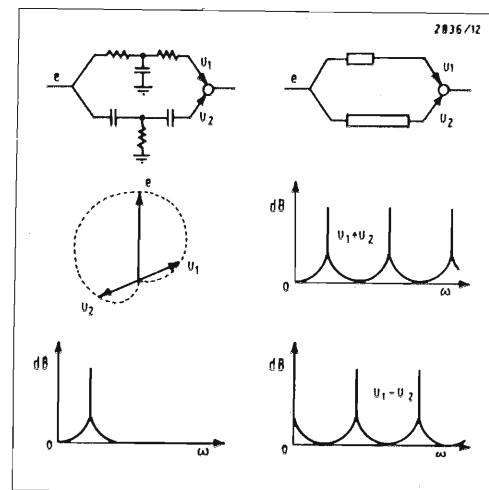



Fig. 10 - Confronto tra la cancellazione di una frequenza eseguita da un filtro *RC* e la cancellazione di più frequenze eseguita in un filtro a ritardo.

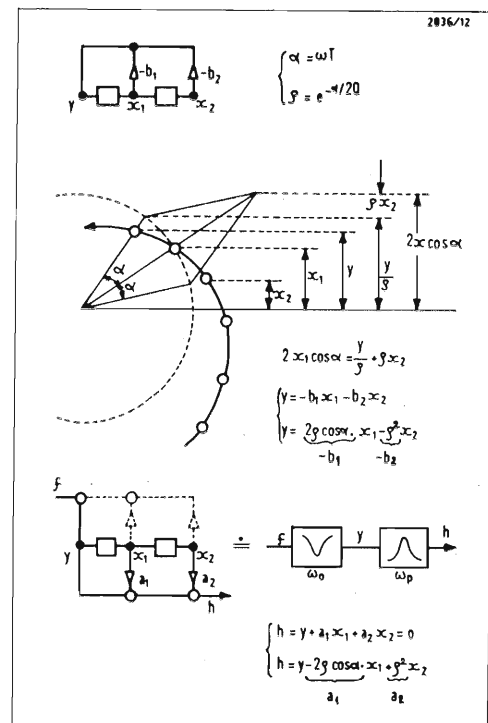
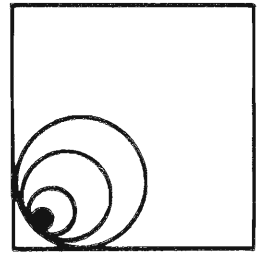



Fig. 11 - Procedimento geometrico relativo alla generazione delle oscillazioni naturali nei filtri a coefficienti polinomiali. Per utilizzare lo stesso procedimento nel calcolo dei coefficienti *a*, basta tener presente che il segnale uscente dal primo moltiplicatore *a* deve essere uguale e contrario alla somma degli altri due segnali parziali. Nelle formule dei coefficienti *a*, uguali a quelle dei coefficienti *b*, la frequenza ω è quella del polo di attenuazione, cioè diversa dalla frequenza ω usata per i coefficienti *b* della stessa sezione.

Fig. 12 - Diagramma per la generazione delle oscillazioni naturali in una sezione ricorrente con un solo elemento di ritardo.

tre, è facilitata dal nome stesso dei filtri: avremo la ricorrenza nei *soli* filtri ricorrenti e avremo la *sola* interferenza nei filtri non ricorrenti.

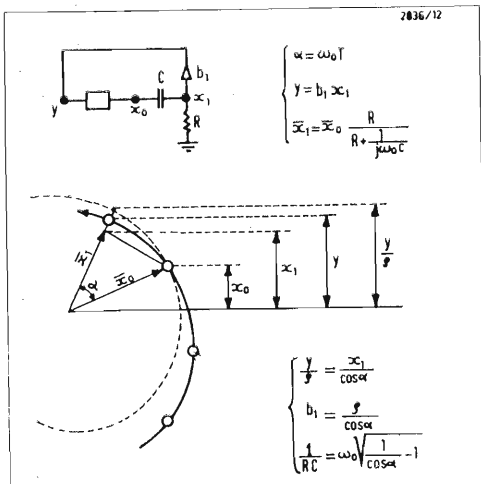
Se vogliamo però renderci conto del modo in cui i due fenomeni intervengono nei filtri a ritardo, dobbiamo prima cercare di chiarire nel suo insieme il problema delle frequenze spurie. Queste frequenze hanno origine da tre cause distinte, che ora vedremo separatamente. La prima riguarda il segnale all'*uscita* del filtro ed è legata alla campionatura: se non venisse inserito alcun filtro di *interpolazione* (ad esempio un semplice passa-basso *RC*), è chiaro infatti che la serie dei *campioni* di uscita darebbe luogo alla comparsa della frequenza di campionatura f_c e di tutti i suoi multipli, anche quando all'entrata del filtro a ritardo viene applicato un segnale di frequenza zero. La seconda causa è ugualmente legata alla campionatura, ma riguarda il segnale all'*entrata* del filtro a ritardo. Se questo segnale non è già a banda limitata per suo conto (o non è stato limitato da un apposito filtro inserito *prima* della campionatura) la campionatura introduce le *immagini* spurie intorno alla frequenza $f_c/2$, riportando nella banda *più bassa* le frequenze entranti superiori a $f_c/2$.
La terza causa delle frequenze spurie è indipendente dalla campionatura. Essa consiste proprio nella ricorrenza e nell'interferenza che, nei filtri a ritardo in genere, danno luogo ai medesimi effetti per *più* frequenze, anziché per una frequenza (come avviene nei filtri reattivi). Questo punto può essere chiarito facilmente confrontando un circuito tipico *RC* a cancellazione con un filtro a ritardo molto semplice (fig. 10).

Sull'interferenza è bene precisare ancora che, nei filtri a convoluzione diretta, essa si produce evidentemente in base al diverso ritardo incontrato dai segnali parziali che vengono a sommarsi in uscita (fig. 1c). Questi filtri eseguono quindi la convoluzione del segnale entrante con la funzione di pesatura (che è un procedimento *matematico* per trovare il segnale di uscita), per mezzo dell'interferenza (che è un fenomeno *fisico*).

Passando ora alla ricorrenza, vogliamo renderci conto del meccanismo che permette a una sezione ricorrente di secondo grado di comportarsi come un risonatore. Qui il problema è quello di generare una oscillazione sinusoidale smorzata, in assenza di segnale entrante, per mezzo di *due* soli valori dell'oscillazione stessa memorizzati nei due elementi di ritardo. Per capire questo fatto conviene pensare ai valori della sinusoide come proiezioni di altrettanti punti disposti lungo una spirale decrescente (fig. 11). Su questa spirale consideriamo allora 3 punti consecutivi, distanziati tra di loro di α radianti. Osservando che il *vettore* corrispondente al punto di mezzo è la metà della somma vettoriale dei raggi (di un cerchio passante in tale punto) diretti agli altri 2 punti, troviamo per via geometrica la proiezione del vettore di sinistra, che è appunto il valore del segnale da generare, per mezzo delle altre due proiezioni.

A parte il fatto di ottenere i coefficienti polinomiali b_1 e b_2 in una forma più semplice di quelle correnti, questo procedimento geometrico ci consente di *vedere* altri aspetti importanti nel meccanismo della ricorrenza. Risulta evidente, ad esempio, che facendo α molto piccolo aumenta la precisione richiesta ai coefficienti. Così pure è chiaro che, in ogni operazione, il sistema *ignora completamente i tratti intermedi* della spirale, che potrebbero essere tutti nulli oppure formare spirali di diversa grandezza. In altre parole, *anche se il sistema è continuo*, la ricorrenza può dar luogo alla comparsa di frequenze multiple di $1/T$.

Per questa ragione, nei filtri digitali, anziché fare l'intervallo di campionatura sottomultiplo di T (il che è pure più costoso, perché occorrono diversi passi di memoria entro lo stesso elemento di ritardo T), si preferisce lasciarlo uguale a T e diminuire quest'ultimo, accettando la maggiore precisione richiesta nelle moltiplicazioni.

Il procedimento geometrico ora visto ci permette di notare, infine. che per generare la sinusoide non basta mettere in cascata due sezioni ricorrenti di primo grado, perché la ricorrenza deve necessariamente avvenire attraverso *due* ritardi della *medesima* sezione. E' possibile generare invece la sinusoide mediante un *solo* elemento di ritardo, se ad esso viene unito un circuito *RC* elementare nella stessa via di ricorrenza (fig. 12). Si ottiene in tal caso un filtro misto che presenta molte affinità con quelli a ritardo, sia per il metodo da seguire nella sua sintesi, sia per il meccanismo della sua azione filtrante.

Tecniche di riduzione del rumore

H. W. Heliyer - a cura di L. Cesone

Fig 1 - In linee essenziali è rappresentato il circuito utilizzato nel dispositivo Panasonic. Un dispositivo di silenziamento, semplice ma efficace, viene attivato dal livello del segnale e blocca la linea di uscita ogni volta che il segnale scende avvicinandosi al livello costante di rumore. Il circuito qui rappresentato si riferisce ad un solo canale di amplificazione.

Affronteremo in questo articolo il problema della riduzione e della eliminazione del rumore nei complessi di riproduzione acustica in alta fedeltà, proponendoci di passare in rassegna metodi di riduzione e di eliminazione più raffinati della semplice limitazione dei picchi di segnale in fase di riproduzione.

Iniziamo con il prendere in considerazione un dispositivo prodotto dalla Panasonic e denominato NDF. Dal punto di vista del suo essenziale funzionamento il dispositivo NDF blocca la linea di uscita dell'amplificatore di riproduzione ognivolta che il segnale di bassa frequenza supera un certo livello predeterminato, ed al di sotto di una frequenza prefissata. Detto comportamento si traduce in pratica in una riduzione del fruscio associato a segnali di livello basso.

Nel modello RS 735 US dell'NDF Panasonic vengono impiegati 2 transistori e 9 diodi a costituire un circuito relativamente semplice, ma veramente capace di ottimi risultati. In figura 1 è rappresentato lo schema elettrico essenziale del dispositivo in oggetto. Verificatane l'efficienza in pratiche condizioni, l'apparecchio, costituito essenzialmente da un filtro di fruscio, presenta un rapporto segnale/disturbo migliore di 66,5 dB. Alla frequenza di 1000 Hz il miglioramento introdotto è di circa 3/4 di dB, ma sebbene al livello di uscita prescritto l'impiego dell'NDF introduca la differenza di 1 dB rispetto al rapporto segnale disturbo originale, quando il livello del segnale di bassa frequenza è al disotto delle condizioni di pericolosità per quanto riguarda la riproduzione del fruscio, non vi è alcuna azione di attenuazione, mentre non appena ci si approssima alle condizioni di fruscio, l'intervento del dispositivo avviene in modo abbastanza decisivo.

Cercando di migliorare le procedure riferite, la Philips ha introdotto una sua versione di soppressione del fruscio, denominata DNL, che — come vedremo — costituisce un efficace sistema di riduzione del fruscio connesso con la riproduzione delle musicassette e dei nastri magnetici in generale.

La sigla DNL significa limitatore dinamico di disturbi (Dinamic Noise Limiter) e la Philips che lo ha ideato e posto sul mercato, lo giustifica in questi termini: è noto che quando si riproduce musica ad un livello basso, i toni puri compresi nella gamma delle frequenze medie e basse vengono riprodotti quasi interamente con tutte le loro armoniche. Ciò capita principalmente in quanto solo pochi strumenti musicali generano toni puri, le frequenze fondamentali dei quali siano molto superiori a 4500 Hz. Il fruscio del nastro, invece, è costituito essenzialmente da segnali acustici a frequenza elevata, per cui esso è principalmente presente in corrispondenza di passaggi musicali a basso livello e nelle pause, ed è proprio sotto tali condizioni che esso è particolarmente rilevabile.

Quando poi si riproduce musica ad alto volume, l'informazione acustica non soltanto contiene i toni puri delle frequenze medie e basse, ma anche una grande quantità di armoniche che appunto le attribuiscono un particolare « carattere ».

E' proprio in corrispondenza di passaggi ad alto livello di riproduzione che la soppressione del fruscio diventa inutile in quanto le predette armoniche ad alta frequenza « mascherano » abbastanza bene il fruscio presente nel nastro.

Si badi che una soluzione che ricorresse brutalmente all'impiego di un qualsiasi tipo di filtro avrebbe il risultato di rendere la riproduzione musicale vuota ed innaturale.

Se si vuole quindi eliminare il fruscio globale presente in origine sulla riproduzione ricavata da nastro, occorre sopprimerlo completamente durante i periodi di assenza del segnale musicale, ridurlo solo parzialmente durante i passaggi a basso livello ed infine trascurarlo in corrispondenza delle fasi ad alto livello.

Il limitatore dinamico di rumore agisce in fase di riproduzione, con il vantaggio quindi di consentire una completa compatibilità con ogni tipo di registrazione, la qual cosa significa estendere il beneficio della limitazione del fruscio anche agli utenti delle comuni musicassette. Il dispositivo è essenzialmente un filtro passa basso che entra in azione solo quando non sono presenti nel segnale audio componenti a frequenza elevata; più in dettaglio, il DNL si articola circuitalmente su due diverse vie di transito del segnale: la prima via è essenzialmente costituita dal filtro, mentre la seconda realizza una alternativa al filtro per tutti i segnali di alta frequenza, che superino un livello predeterminato.

In figura 2 è rappresentato uno schema a blocchi di questo dispositivo. Come è

Fig. 2 - Schema a blocchi del Filtro dinamico di rumore prodotto dalla Philips. Si riconoscono i due canali di trattamento dell'informazione acustica nonché i circuiti di suddivisione e di ricomposizione del segnale.

Fig. 3 - Aspetto del dispositivo DNL. Si compone di quattro transistori, sei diodi ed una manciata di altri componenti comuni. Le dimensioni globali non superano quelle di un paio di stecche di sigarette.

facile constatare, a partire dal circuito divisore, il segnale si suddivide in due percorsi distinti, il primo dei quali inverte semplicemente la fase del segnale senza influenzarne la linearità, mentre il secondo avvia il segnale al proceso di limitazione. Detto processo sottopone a limitazione i segnali di bassa frequenza associati a frequenze basse e medie, lasciando invece inalterati quelli di frequenza superiore a 4 kHz. I segnali di frequenza superiore a 4 kHz vengono quindi differenziati onde ottenere una amplificazione delle loro porzioni a livello più basso. L'attenuatore variabile presente nel circuito deve quindi essere progettato per essere sensibile sia al livello, sia alla frequenza.

Componendo ora l'azione delle due catene del circuito si dovrebbe teoricamente ottenere un segnale nel quale le componenti ad alta frequenza e basso livello sono sottoposte ad un effetto di limitazione, mentre quelle a media e bassa frequenza si presentano inalterate ed inoltre, aumentando il livello di riproduzione, le componenti ad alta frequenza risultano riprodotte con il loro reale effetto. Sempre in teoria, cioè, il risultato complessivo dovrebbe concretarsi nella riproduzione di un segnale che è praticamente la replica esatta di quello originale, ma tuttavia privo di qualsiasi forma di fruscio introdotto dalle caratteristiche fisiche del supporto di registrazione.

A questo punto è opportuno segnalare che, praticamente sperimentato, questo DNL della Philips consente veramente di riprodurre una registrazione con drastica riduzione del fruscio, quali che siano le condizioni sotto le quali sia stata eseguita la registrazione.

Si riconoscerà tuttavia che il dispositivo della Philips non ha risolto veramente il problema della eliminazione del rumore. Infatti il reale, o meglio il pratico risultato conseguito si attua a spese di un effettivo aumento del rapporto segnale/disturbo in fase di riproduzione pari a 10 dB a 6 kHz e a 20 dB a 10 kHz, mentre occorrerebbe in teoria migliorare l'intero processo di registrazione e di riproduzione mantenendo perfettamente inalterato la struttura originale del suono.

Per approssimare meglio queste condizioni teoriche occorre valersi di un diverso concetto operativo ideato e realizzato per la prima volta dal dott. Ray Dolby e denominato appunto sistema Dol-

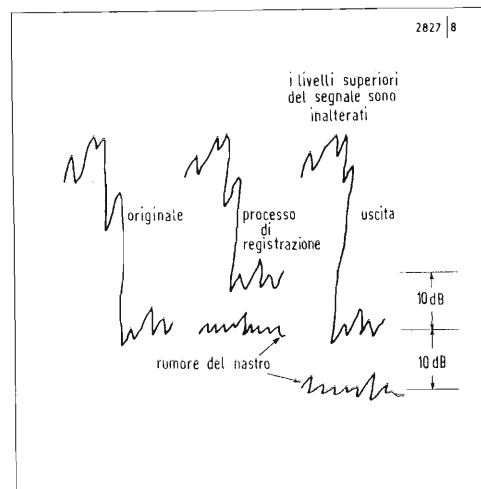



Fig. 4 - Rappresentazione grafica del funzionamento del sistema Dolby. Il segnale originale presenta il suo livello inferiore appena al disopra del rumore intrinseco del nastro; durante il processo di registrazione si provvede a migliorare di 10 dB il rapporto segnale/disturbo, la qual cosa, in fase di riproduzione, si traduce in un aumento della differenza di livello fra livelli inferiori del segnale e massimo livello del rumore.

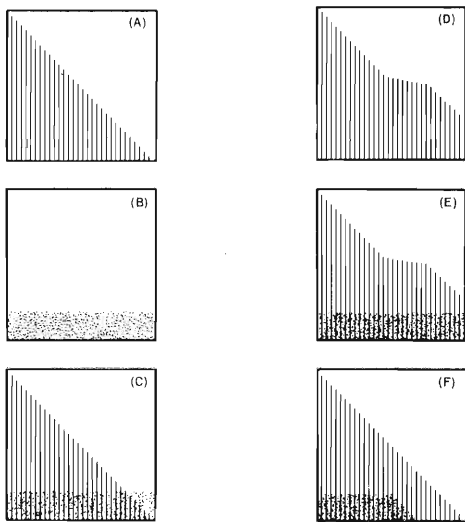



Fig. 5 - Un altro modo di spiegare il sistema Dolby è il seguente:

in A si vede schematicamente che l'informazione musicale è costituita da suoni di differente livello con intervalli di silenzio. In B è rappresentato l'inevitabile rumore globale.

Quando si riproduce una registrazione su nastro (C), il rumore interferisce con i livelli inferiori del segnale, deteriorando la riproduzione.

E, il sistema Dolby amplifica i segnali a basso livello per cui in successiva fase di riproduzione (F), detti livelli più bassi si trovano ora notevolmente al disopra del massimo livello di disturbo.

by. Il sistema Dolby originale, detto sistema A, si ottiene inizialmente in fase di registrazione dividendo il percorso del segnale audio in due direzioni diverse; molto costoso da realizzare, esso prevede inoltre la suddivisione dello spettro acustico in quattro settori diversi ed introduce l'amplificazione con guadagno differenziale in rapporto agli specifici livelli di segnale audio in ciascuna delle quattro sottobande di frequenza. Soddisfacendo a dette condizioni di amplificazione, lo spettro di bassa frequenza risulta suddiviso come segue: porzione inferiore ad 80 Hz, porzione compresa fra 80 e 3000 Hz, porzione superiore a 3000 Hz ed infine porzione oltre 8000 Hz.

Tanto il fruscio, quanto il ronzio sono presenti come rumore globale nel processo di registrazione ma, mentre il ronzio può essere considerato dannoso per la porzione più bassa dello spettro audio, il fruscio pone invece problemi assai differenti dato che esso si insinua con tutte le sue componenti anche nelle regioni superiori dello spettro audio ove riemerge in modo particolarmente pronunciato.

Un sistema brutale di combattere il fruscio sarebbe quello di mutilare lo spettro acustico, mediante limitazione opportuna del segnale audio, delle componenti a frequenza più alta, ma ciò comporterebbe evidentemente una irrimediabile trasformazione dell'informazione sonora originale. Poiché evidentemente la presenza del disturbo è essenzialmente avvertibile per i livelli più bassi del segnale audio, il sistema Dolby introduce un miglioramento, attuato mediante opportuna amplificazione differenziata, del rapporto segnale disturbo associato a livelli di segnale inferiori ad un valore predeterminato. Nel caso del Dolby di tipo A, questo processo di miglioramento del rapporto segnale/rumore viene attuato sotto differenti condizioni di trattamento del segnale a seconda della sua appartenenza ad una particolare sottobanda dell'intero spettro acustico.

Il sistema Dolby B, realizzato invece in maniera più semplice per soddisfare alle esigenze dell'utenza domestica, trascura l'elaborazione dell'informazione acustica sotto le condizioni di suddivisione della gamma e ne tratta il miglioramento da un punto di vista globale. Infatti l'unico sistema di realizzare un dispositivo Dolby con caratteristiche di costo accessibili all'utente medio fu quello di cancellare

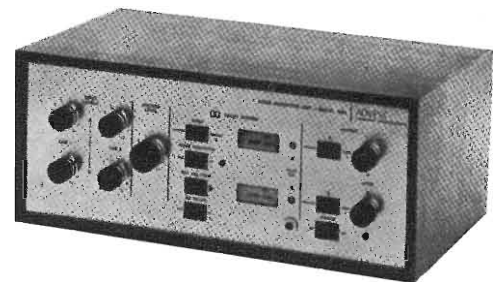



Fig. 6 - Aspetto di un dispositivo Dolby facilmente introducibile in un preesistente complesso di riproduzione; trattasi del modello 100 A prodotto dalla Advent.

Fig. 7 - Semplice, elegante e tecnicamente perfetta è qui rappresentata una sezione di un sistema Dolby A ampiamente utilizzato a livello professionale.

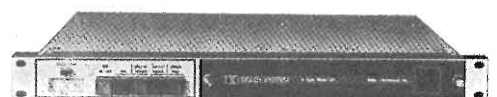
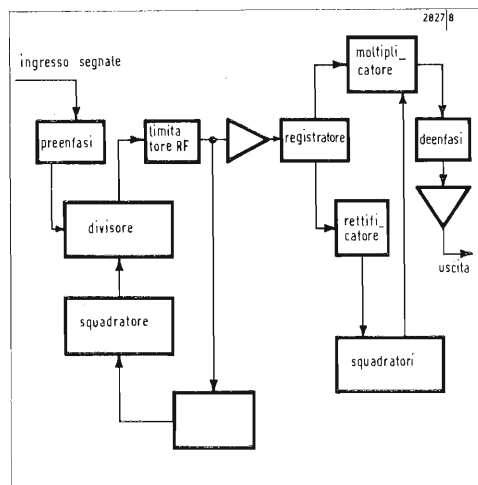
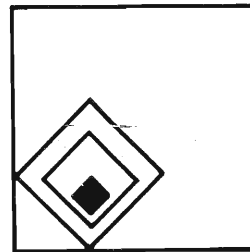



Fig. 8 - Schema a blocchi di un sistema Burwen. Il cuore del sistema è costituito dal modulo di rettificazione; in questo sistema si fa largo impiego di amplificatori operazionali.

dal progetto originale l'esigenza tecnica della suesposta suddivisione dello spettro audio in quattro distinte sottobande di operazione e di operare a livello globale introducendo nel dispositivo organi attivabili dalle variazioni di frequenza e di intensità. Il Dolby così modificato entra in azione alla frequenza di circa 600 Hz con un effetto di aumento del rapporto segnale/rumore pari a 3 dB; a 1200 Hz l'aumento sale a 6 dB, diventa di 9 dB a 2400 Hz fino a raggiungere i 10 dB oltre i 4000 Hz. La compressione del segnale ha inizio circa 45 dB al di sotto di quello che è comunemente noto come « livello Dolby ». Facendo riferimento a un nastro magnetico, tale livello si identifica con un valore di flusso magnetico pari a 200 nanoweber per m^2; ci si riferisce a questo livello come a quello pari a 0 VU.

L'attuale produzione di dispositivi Dolby per il mercato degli utenti domestici è basata sull'impiego di circuiti realizzati con componenti e semiconduttori discreti tuttavia si ha notizia che fra non molto appariranno sul mercato dei componenti, particolari tipi di circuiti integrati progettati per questo uso specifico.

Soluzioni al problema della soppressione del rumore più aggiornate rispetto al sistema Dolby sono recentemente emerse dagli studi condotti su questo argomento da Richard Burwen.

Queste nuove soluzioni, tuttora a livello di studio, sono inizialmente fondate su di un esame critico del funzionamento del sistema Dolby nella versione destinata ad impieghi domestici. Come abbiamo precedentemente riferito, il Dolby B tratta l'informazione acustica in senso globale senza operarne una differenziazione in base alla frequenza. Secondo Richard Burwen, il trattamento dell'informazione audio a livello globale comporta il fondamentale svantaggio di introdurre distorsioni nei confronti della risposta alle varie frequenze del dispositivo di registrazione, la qual cosa determina notevoli distorsioni nel corso del processo di ricostruzione del segnale audio. La soluzione consiste nell'utilizzare l'informazione audio a livello globale operando tuttavia una opportuna compressione sul segnale di ingresso al nastro magnetico.

Si tratterebbe in altre parole di operare una combinazione del principio di funzionamento di un filtro dinamico del rumore con quello di un compressore operante sull'intero spettro del segnale audio.

Le migliori prestazioni del sistema Burwen rispetto al sistema Dolby sono altresì confermate dalla possibilità di impiegare il primo dei due per migliorare il rapporto segnale/rumore anche nel caso di informazioni audio ricavate da un rivelatore MF.

da "Audio" vol. 56 - n. 10

La stereofonia multiplex MF

Parte IX - Descrizione di alcuni recenti circuiti multiplex americani

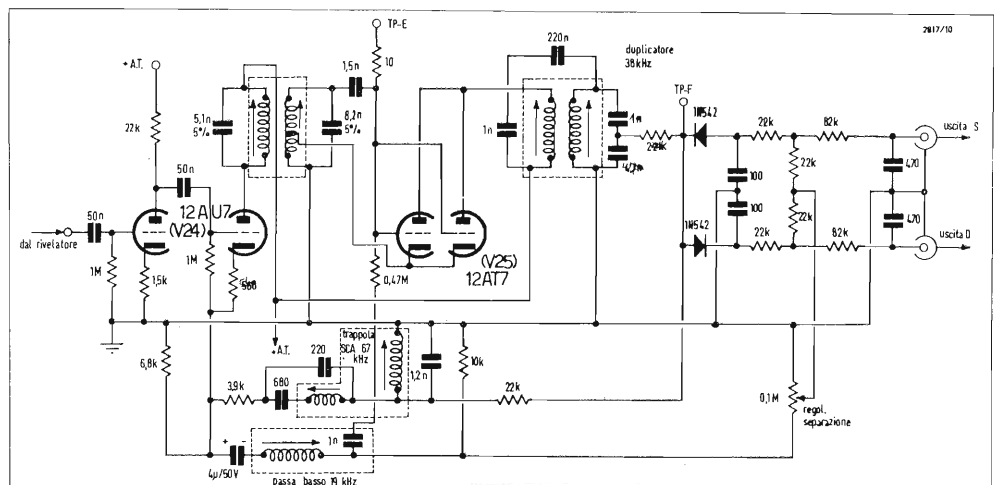
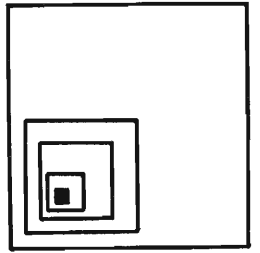
A. Nicolich

In Italia il ricevitore completo capace di riprodurre le trasmissioni stereofoniche multiplex in MF non è ancora entrato nell'uso. Per la descrizione, sia pure sommaria, degli schemi di un tale apparecchio, conviene perciò guardare a quanto si è fatto all'estero e precisamente in America, poichè in fatto di radiostereofonia ad alta fedeltà America docet.
I circuiti sotto illustrati sono equipaggiati a transistori (ad eccezione del primo) e quindi recenti, anche se non recentissimi (è difficile compilare tempestivamente uno schemario degli « ultimi » apparecchi poichè le varianti nei modelli si susseguono senza posa e nell'intervallo di tempo occorrente per la pubblicazione di uno schema, questa corre l'alea di risultare obsoleto), rappresentano esempi basilari e costituiscono pur sempre novità per il pubblico italiano che non li ha mai visti.
Lo scopo di questa IX puntata della nostra chiacchierata sulla radiostereofonia è di presentare una serie di schemi utili per la comprensione del funzionamento dei circuiti multiplex fondamentali, che staranno alla base dei ricevitori stereo ancora per molti anni.

1. Mod. RP-40A Bogen (fig. 82)

Si tratta di un ricevitore MA/MF stereo. La fig. 82 riproduce la parte circuitale multiplex. Abbiamo introdotto questo schema comportante due tubi elettronici, in quanto è molto noto e seguita a rendere ottimi servigi.

La sezione del sintonizzatore MF impiega un demodulatore con rivelatore a rapporto, la cui uscita è applicata, attraverso un breve spezzone di cavetto schermato e il condensatore di accoppiamento 50 nF, alla griglia della prima sezione del doppio triodo (V_{24}) tipo 12AU7. Questo primo triodo è un convenzionale amplificatore dell'intero segnale stereo composito. La seconda sezione di V_{24} è un amplificatore a carico suddiviso. Il suo circuito anodico è accordato a 19 kHz mediante l'avvolgimento primario del trasformatore dell'oscillatore. Il segnale portante pilota a 19 kHz sincronizza l'oscillatore V_{25} per effetto del trasformatore, dato che il secondario di questo è l'induttanza del circuito risonante dell'oscillatore. Le due sezioni triodiche di V_{25} (12AT7) sono connesse in parallelo per ridurre l'impedenza anodica di uscita e consentire una maggiore corrente nell'oscillatore. Il circuito anodico di V_{25} è un trasformatore biaccordato a 38 kHz, cioè lo stadio è un duplicatore della frequenza di sincronismo. Al punto comune dei due diodi a cristallo 1N542 è applicato circa 1/5 della tensione presente ai capi del secondario, la suddivisione è operata dal partitore capacitivo 1 nF/4,7 nF; questo segnale a 38 kHz costituisce la portante reinserita. Si è data la preferenza al divisore capacitivo, anzichè a quello resistivo, perchè quest'ultimo potrebbe caricare il

Fig. 82 - Sezione multiplex del mod. RP-40A Bogen.

secondario abbassandone dannosamente il fattore di merito Q. La capacità risultante totale in parallelo al secondario del trasformatore anodico di V_{25} è 4,7 x x 1/5,7 $\cong$ 825 pF, la cui reattanza a 38 kHz è di circa 5 kΩ. Il condensatore 4,7 nF, dal quale si preleva la tensione portante, a 38 kHz ha una reattanza di circa 900 Ω. Si vede dunque che la tensione applicata ai due diodi è circa il 18% di quella disponibile ai capi del secondario. Questo nodo dei due diodi, segnato TP-F (punto di prova) è il più conveniente per le osservazioni mediante oscilloscopio o voltmetro, in un circuito a matrice.
Ritornando al 2° triodo di V_{24}; il segnale di catodo si divide in due rami distinti. Il ramo circuitale superiore (in fig. 82), con un resistore separatore di 3,9 kΩ, contiene il filtro passa banda, che elimina tutte le frequenze al disotto di 23 kHz e ogni traccia di segnale SCA a 67 kHz (quando esiste). Le due induttanze di questo filtro complesso devono essere accuratamente tarate, diciamo l'induttanza in serie per lo zero dei 67 kHz e l'induttanza in parallelo per ottenere i corretti requisiti di banda passante, cioè per ottenere una risposta uniforme da 23 a 53 kHz). All'uscita di questo filtro appaiono solo le componenti della banda laterale $S - D$ della sottoportante. Tali componenti vengono poi sommate alla portante a 38 kHz generata internamente alla giunzione dei diodi rivelatori. I due diodi perciò rivelano i segnali $S - D$ e $-(S - D)$.
Il ramo di segnale in basso contiene un semplice filtro passa basso a 19 kHz, che rifiuta tutti i segnali audio, salvo $S + D$. Quest'ultimo viene applicato con eguale intensità (determinata dal regolatore di separazione) ai due segnali $S - D$ e $-(S - D)$, mediante le quattro resistenze da 22 kΩ costituenti una matrice. Ciò ha lo scopo di ricostituire S e D, che a questo punto non hanno ancora subito la deaccentuazione. Questa si ottiene mediante la resistenza di 82 kΩ e dal condensatore di 470 pF in ciascun canale. Le uscite risultanti S e D vengono applicate ad un commutatore selettore non indicato in fig. 82.

Il regolatore di separazione è un potenziometro regolabile col giraviti. Quando il ricevitore stereo è completo, cioè contiene anche i circuiti multiplex, non occorre che sul pannello frontale ci sia un controllo per ottimizzare la separazione, ammesso che le trasmissioni siano fatte strettamente secondo le norme FCC. In queste condizioni, la separazione può ben essere considerata un fattore prestabilito, richiedente solo un eventuale ritocco, per es. quando i tubi elettronici invecchiano o vengono sostituiti. Un altro fatto importante è l'uso dei diodi 1N542 come rivelatori. Sono nè più, nè meno che diodi 1N541, che sono stati accuratamente appaiati per la migliore prestazione.

2. Mod. RT-8000 Bogen (fig. 83)

La fig. 83 riporta uno schema Bogen equipaggiato con semiconduttori e adottato per il ricevitore stereo RT-8000.
Il segnale composito viene introdotto dal circuito rivelatore a rapporto e fatto passare in una rete correttrice di fase e ampiezza in alta frequenza, formata da L_{11}, R_{176} e C_{125}.
Il segnale viene poi applicato ad un trasferitore d'emettitore (del tipo a carico suddiviso) Q_{29}. Il circuito accordato a 19 kHz di collettore di Q_{29} è composto dal primario di T_6 e dal condensatore C_{126}; è qui che inizia il processo di amplificazione e duplicazione a 19 kHz. Q_{30} è un altro stadio amplificatore, il cui

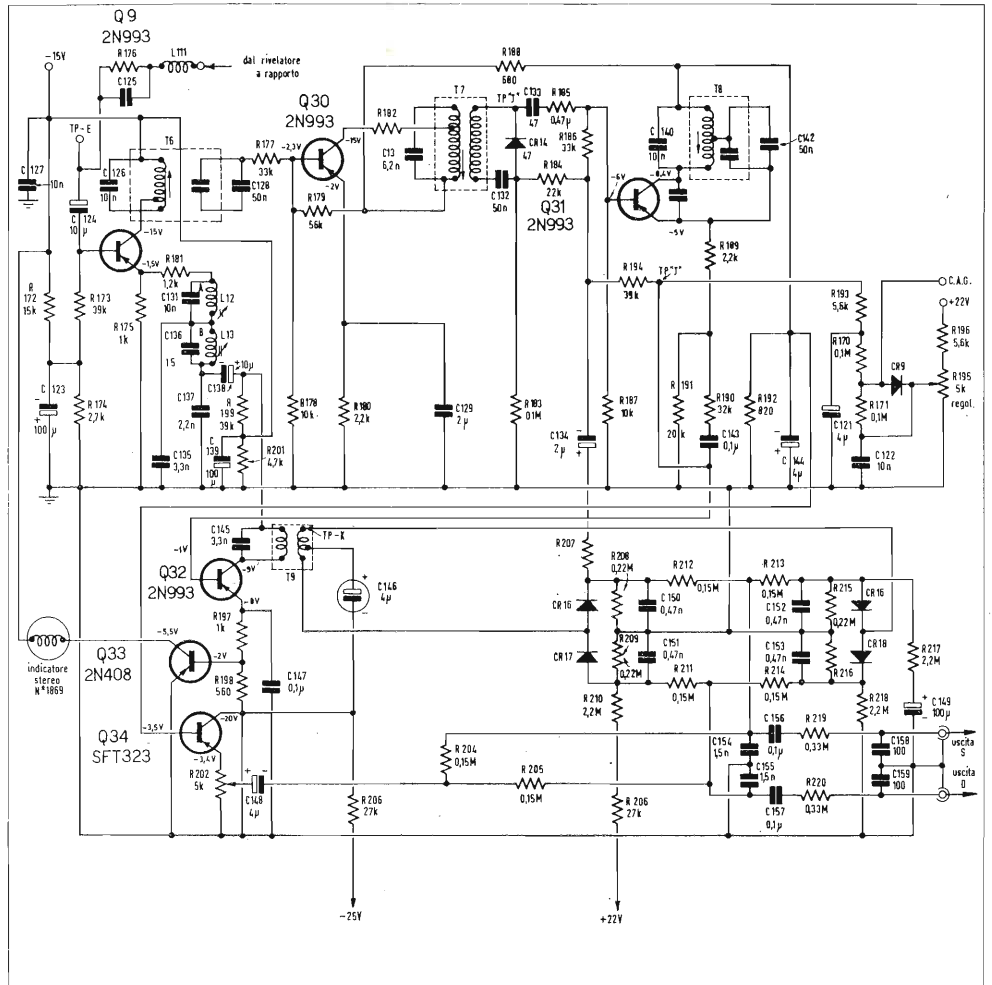



Fig. 83 - Schema elettrico del decodificatore RT-8000 Bogen.

circuito accordato a 19 kHz di collettore è formato dal primario di T_7 e da C_{130}. Si noti che l'avvolgimento secondario di T_7 ha in parallelo un diodo, CR_{14}, la cui azione deve essere discussa. In assenza di segnale stereo, CR_{14} è polarizzato in modo di condurre pienamente, ossia costituisce un corto circuito; perciò i disturbi di alta frequenza, oppure un piccolo segnale a 19 kHz dovuto ad una stazione stereo molto debole, non possono essere amplificati nè essere inoltrati alla base di Q_{31}. Se il ricevitore viene sintonizzato su di una stazione stereo molto più forte, la tensione di C.A.G. (o C.A.S., derivata da uno stadio FI) viene applicata al circuito formato da R_{193}, R_{194} e R_{184} e al diodo agganciatore CR_{14}. La tensione di C.A.G. ha polarità negativa e si oppone all'azione cortocircuitante di CR_{14}, che passa all'interdizione e toglie il corto circuito dal secondario di T_7. Allora, il segnale a 19 kHz può arrivare indisturbato a Q_{31} e Q_{32} duplicatore amplificatore a 38 kHz.

La soglia d'intervento di questa azione è determinata dalla regolazione del potenziometro R_{195} (regolatore dell'indicatore di stereo). L'azione combinata dei suddetti circuiti costituisce la commutazione automatica da MF a MF stereo di questo decodificatore. La sua proprietà molto desiderabile consiste nel fatto che solo i segnali stereo di intensità sufficiente a sovrastare i disturbi possono mettere in funzione i circuiti stereo, che invece restano insensibili ai segnali sotto l'intensità di soglia. In tal modo la riproduzione stereofonica risulta esente da disturbi e di alta qualità.

Una frazione del segnale a 38 kHz è prelevata dal partitore resistivo di emettitore di Q_{32} e applicata alla base di Q_{33}.

Al circuito di collettore di Q_{33} è presente un segnale costituito da ampi impulsi a 38 kHz, che eccitano l'indicatore luminoso N. 1869. In assenza di segnale a 38 kHz, Q_{33} è bloccato, quindi non c'è corrente nel suo circuito di collettore e la lampada rimane spenta. Quando arriva un segnale stereo, il segnale a 38 kHz sviluppato al collettore di Q_{32} viene applicato al secondario di T_9 e serve come tensione di commutazione, che viene applicata ai diodi demodulatori. Ritornando all'emettitore di Q_{29}, vediamo di seguire il percorso del segnale composito. Questo percorre dapprima una serie di circuiti trappola (trappole A e B) per eliminare i residui del segnale SCA a 67 kHz eventualmente ancora presenti.

Il segnale composito viene poi amplificato da Q_{34} e applicato al secondario con presa intermedia di T_9. Il segnale di uscita fondamentale sinistro viene prelevato al nodo di R_{212} e di R_{213}, filtrato da C_{154} e deaccentuato da R_{219} e C_{158}.

Il segnale di uscita fondamentale destro viene prelevato dal nodo di R_{211} e di R_{214}, filtrato da C_{155} e deaccentuato da R_{220} e C_{159}.

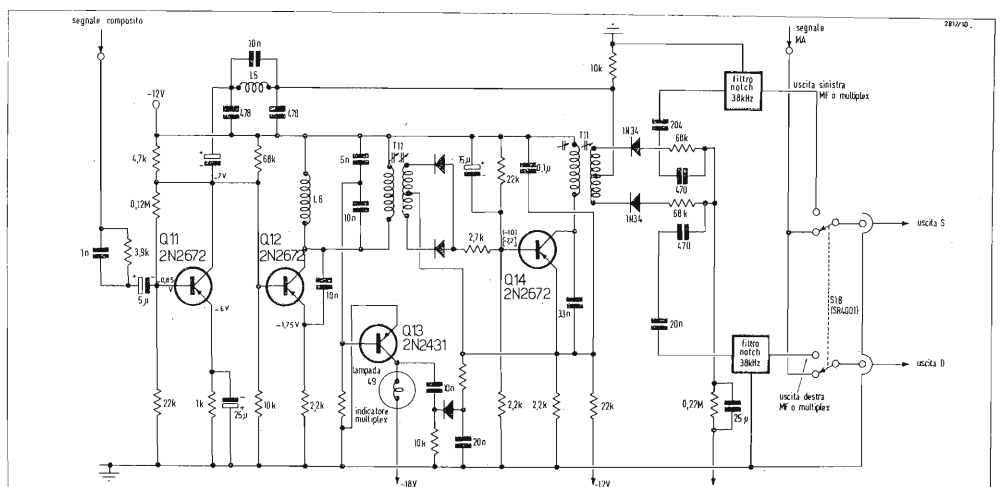
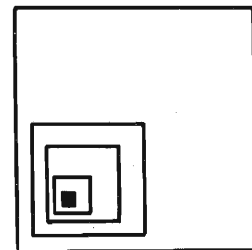
Si deve considerare anche un ulteriore perfezionamento in questo circuito. Si richiama, ciò che è già stato discusso nelle precedenti puntate, che ci sono vari motivi per i quali l'ampiezza relativa delle bande laterali $S - D$ possono essere numerate rispetto alle componenti $S + D$. Per quanto il segnale composito originale sia stato accuratamente regolato in fase e preaccentuato, il processo stesso di demodulazione tende a degradare il segnale S − D ricomposto rispetto al segnale S + D ricomposto. Per assicurare la perfetta separazione, nel circuito Bogen è stato inserito il regolatore di separazione R_{202} nel circuito di emettitore di Q_{34}. Questo potenziometro avrà ai suoi capi una tensione di segnale, che è sfasata in opposizione rispetto alla tensione di segnale applicata ai diodi demodulatori. Allora, l'entità di $S + D$ alla presa centrale del secondario di T_9 si riflette come una minore quantità di $-(S + D)$ nel circuito di emettitore di Q_{34}. Una piccola parte di questo segnale negativo $(S + D)$, unitamente ad una piccola parte del segnale composito viene aggiunta al lato S e al lato D delle uscite dei demodulatori, mediante le resistenze R_{204} e R_{205}. Il risultato preciso è una riduzione di $S + D$ di una quantità esattamente uguale alla quantità di cui è diminuito $S - D$. Ciò conduce in definitiva ad una corretta ricostituzione di S e di D

Si faccia attenzione che il resto dei componenti del segnale composto (bande laterali $S - D$ e segnale a 19 kHz) è corto circuitato a massa dall'azione filtrante di R_{204} con C_{154} e di R_{205} con C_{155}.

3. Decodificatore MX-3000 Crestmark (fig. 84)

La fig. 84 illustra lo schema adottato dalla Crestmark in numerosi suoi modelli di ricevitori e sintonizzatori (p. es. il sintonizzatore CPS-24 MA/MF).

Il segnale composito è applicato, attraverso un'opportuna rete di compensazione R, C, al transistore Q_{11}. Il segnale amplificato presente sul collettore viene inviato in due diversi rami: 1°) un filtro di eliminazione della SCA (L_5 e capacità associate); 2°) due diodi demodulatori (1N34), seguiti da un amplificatore (Q_{12}) accordato a 19 kHz. Il trasformatore T_{11} applica il segnale a 19 kHz amplificato ad una coppia di diodi montati in circuito raddrizzatore di entrambe le

Fig. 84 - Schema elettrico del decodificatore MX-3000 Crestmark.

semionde. Questi diodi iniziano il processo di duplicazione di frequenza a 38 kHz. Gli impulsi a 38 kHz sincronizzano un oscillatore locale, Q_{14}, accordato a 38 kHz. Il segnale generato dall'oscillatore viene applicato al trasformatore T_{12}, quindi ai due diodi demodulatori. L'eliminazione del segnale residuo a 38 kHz e la deaccentuazione, si ottengono con una coppia di filtri a pettine (filtri notch) a ponte T. Le caratteristiche speciali di questo circuito sono l'indicatore luminoso e il sistema di commutazione.

In assenza di segnale stereo, l'oscillatore è impedito di oscillare da una tensione fissa d'interdizione applicata all'emettitore di Q_{14} mediante la resistenza di 22 kΩ connessa al − 12 V. In presenza del segnale pilota a 19 kHz, una parte di questo segnale amplificato viene applicata all'amplificatore Q_{13} della lampada indicatrice. Gli impulsi a 19 kHz nel circuito di collettore di Q_{13} rendono luminosa la lampada spia, secondo i principi esposti nella parte VIII. Questi stessi impulsi sono applicati a un diodo e a un circuito di filtro per generare una tensione continua positiva che viene applicata direttamente all'emettitore di D_{14}. Tale tensione supera la tensione negativa, che impedisce all'oscillatore di oscillare a 38 kHz. Il commutatore automatico da MF a MF stereo di questo circuito è costituito dall'innesco dell'oscillatore. Tutti i componenti necessari per ottenere in questa applicazione la commutazione automatica sono un diodo di basso prezzo, tre resistenze e due condensatori, tenendo presente che la lampadina indicatrice deve esserci in ogni caso. Nelle serie più recenti di questo tipo di ricevitore, è stato incorporato un commutatore di deficienza di segnale, che permette la ricezione monofonica quando il segnale stereo è eccessivamente debole e insoddisfacente. Questo dispositivo consiste in un commutatore, che interrompe il circuito di Q_{14} ed impedisce il funzionamento dell'oscillatore a 38 kHz.

4. Decodificatore Fisher tipo 1249 (fig. 85)

La basetta del circuito decodificatore Fisher 1249 è rappresentata schematicamente in fig. 85. Questo schema è stato adottato dalla Fisher, con piccole varianti, per molti modelli di sintonizzatori e ricevitori stereo a stato solido, come ad es. il sintonizzatore FM-200-C stereo MF. Questo circuito è derivato da una trasformazione a transistori di un precedente schema equipaggiato con tubi elettronici.

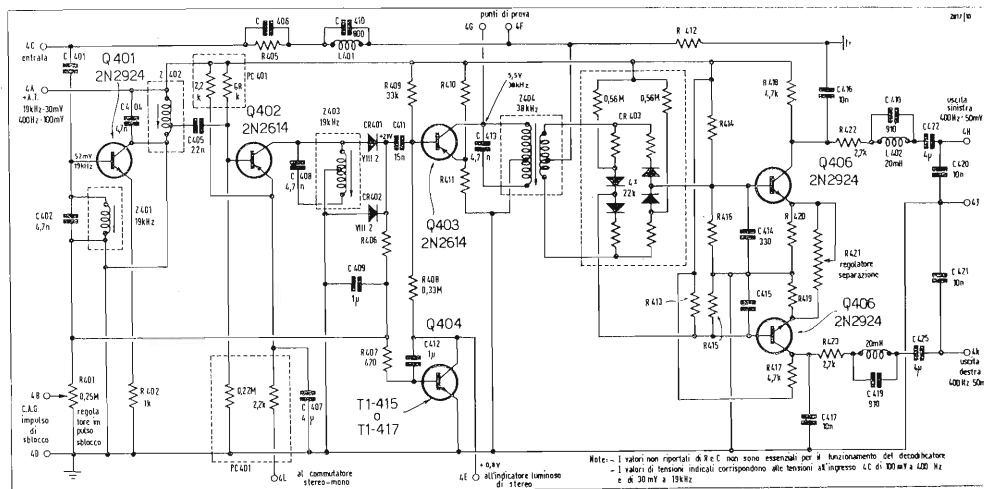



Fig. 85 - Schema elettrico del decodificatore multiplex serie 1249 Fisher.

L'entrata del segnale composto è portata dal terminale 4 C direttamente, attraverso un circuito di compensazione (C_{406} e R_{405}), un filtro SCA (C_{410}, L_{401} e resistenza di carico R_{412}) alla presa centrale del secondario del trasformatore a 38 kHz Z_{404}, per la commutazione della demodulazione. Contemporaneamente, il segnale composto viene addotto, mediante C_{401}, ad una coppia di amplificatori a 19 kHz (Q_{401} e Q_{402}). L'emettitore di Q_{402} è connesso, mediante la resistenza di 2,2 kΩ al terminale 4 facente capo ad un interruttore di messa a terra. Quando questo interruttore (commutatore selettore, non indicato in fig. 85) pone a massa il terminale $4L$, la tensione di emettitore cade da 16,5 V ad un valore molto più basso, impedendo l'ulteriore amplificazione dei segnali a 19 o a 38 kHz, e dando luogo alla ricezione monofonica.

In presenza di un segnale stereo, il segnale a 19 kHz amplificato esistente al collettore di Q_{402} passa attraverso un raddrizzatore di entrambe le semionde formato dai diodi CR_{401} e CR_{402}, creando gli impulsi semionda a 38 kHz. Il segnale a 19 kHz viene fatto passare pure attraverso C_{409} e R_{407} e arrivare alla base di Q_{404} amplificatore dell'indicatore luminoso. Lo stadio Q_{403} amplifica gli impulsi a 38 kHz; il primario di Z_{404}, insieme con C_{413}, esercita un'azione di perfezionamento dell'onda a 38 kHz.

Il segnale a 38 kHz di forte ampiezza viene applicato, mediante il secondario di Z_{404} ai 4 diodi CR_{403} demodulatori disposti a ponte. Gli amplificatori di uscita Q_{405} e Q_{406} forniscono amplificano i segnali S e D, e costituiscono un mezzo per la matrizzazione correttiva al fine di ottenere la separazione ottima, con l'uso di R_{421}.

I segnali finali di uscita S e D vengono filtrati e deaccentuati dai componenti disposti fra i collettori di Q_{405} e Q_{406} e i condensatori di accoppiamento C_{422} e C_{423}. I circuiti assorbitori presenti in ciascun ramo, formati da C_{418}/L_{402} e C_{419}/L_{403}, sono accordati a 38 kHz per eliminare qualsiasi residuo di questa frequenza eventualmente presente all'uscita. Questa frequenza è inaudibile, ma può causare inconvenienti quando si voglia registrare su nastro i programmi stereofonici mediante un registratore di uso domestico. Simili registratori spesso impiegano oscillatori di polarizzazione aventi frequenze prossime a 38 kHz, che provocano frequenze di battimento con gli accennati residui dell'onda a 38 kHz, perfettamente udibili nella riproduzione dei nastri registrati in queste condizioni.

5. Decodificatore SR-900 Harman-Kardon (fig. 86)

Lo schema del mod. SR-900 Harman-Kardon è riportato in fig. 86. Esso comporta un minor numero di stadi e contiene tutti gli elementi caratteristici relativi ad un decodificatore multiplex. Il segnale composto amplificato (proveniente da un primo stadio amplificatore non rappresentato in fig. 86) passa attraverso un filtro SCA costituito da due bobine e da due condensatori. Dal nodo di R_{59} e R_{60} il segnale arriva al centro del raddrizzatore demodulatore a quattro diodi disposti a ponte. Detto segnale arriva, attraverso C_{49}, anche alla base di Q_{10} amplificatore accordato a 19 kHz. Il trasformatore accordato accoppia il segnale selezionato a 19 kHz allo stadio amplificatore duplicatore Q_{11}. L'uscita di Q_{11} alimenta un trasformatore, il cui secondario è connesso al ponte demodulatore. Una frazione del segnale a 38 kHz presente al collettore di Q_{11} alimenta anche l'amplificatore Q_{12} dell'indicatore luminoso, per azionare l'indicatore di stereo. Si noti che questo circuito non richiede un oscillatore locale a 19 o a 38 kHz, poichè la necessaria tensione di commutazione è prodotta direttamente dall'amplificazione e dalla duplicazione del segnale pilota incidente a 19 kHz. Il regolatore della soglia stereo, che determina la conduttività e l'azione di Q_{10}, è già stato illustrato nella parte VIII.

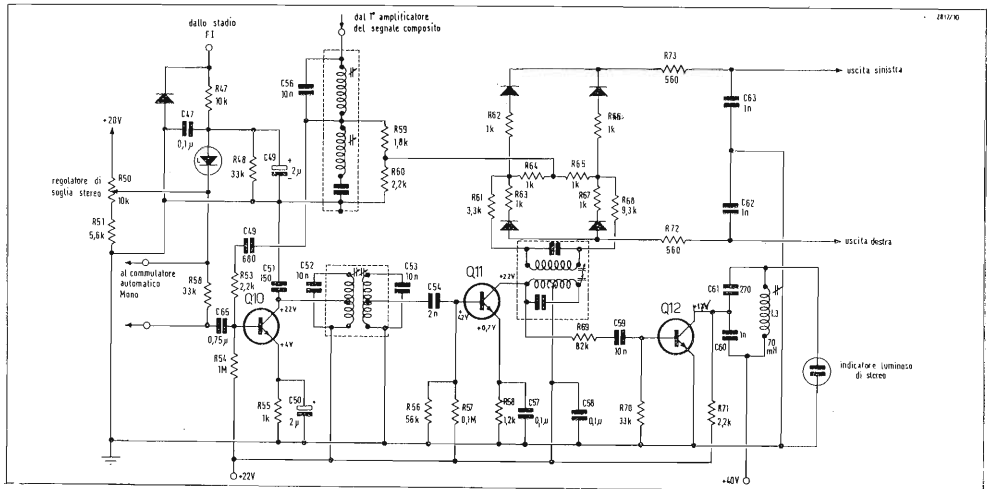



Fig. 86 - Schema elettrico del decodificatore SR-900 Harman-Kardon.

6. Sintonizzatore KN-265 Knight (fig. 87)

La fig. 87 illustra lo schema del sintonizzatore KN-265 Knight. Il circuito principale del decodificatore richiede sólo due transistori e due diodi. Il transistore Q_1, 2N2614, funge da amplificatore del segnale composito; la sua uscita viene applicata, mediante un filtro SCA, ad una coppia di diodi demodulatori 1N541 polarizzati in sensi opposti.
Il transistore Q_2, 2N2614, funge da oscillatore sincronizzato a 38 kHz, forzato dal segnale a 19 kHz (cioè a frequenza metà di quella dell'oscillatore), isolato mediante il circuito trappola formato da LO261A e da C 1,8 nF. I diodi 1N541 polarizzati oppostamente, nel circuito demodulatore, eliminano la necessità di impiegare un costoso trasformatore a 38 kHz; in questo circuito, oltre ai suddetti diodi, viene usata un'unica bobina. Si ricordi che nella maggior parte dei circuiti di commutazione o matrici, la necessaria tensione portante a 38 kHz è applicata a due diodi (o combinazione di diodi) similmente polarizzati, prelevando detto segnale portante dagli estremi di un avvolgimento di un trasformatore. In queste condizioni, quando un diodo riceve la tensione a 38 kHz di polarità tale da portarlo in conduzione, l'altro diodo è alimentato da una tensione a 38 kHz di polarità opposta, tale cioè da portarlo all'interdizione. Lo stesso preciso effetto si ottiene con il circuito Knight di fig. 87, che porta il segnale a 38 kHz con polarità unica a entrambi i diodi, che però sono montati in circuito

Fig. 87 - Schema elettrico del sintonizzatore KN265 Knight.

con polarità opposta, uno rispetto all'altro.
Lo stadio oscillatore Q_2 è polarizzato in modo che l'innesco delle oscillazioni può avvenire solo se è presente il segnale a 19 kHz pilota; l'oscillazione risultante a 38 kHz serve a pilotare il transistore amplificatore 2N408 (Q_3) dell'indicatore luminoso NE-2E. La tensione a 38 kHz presente al collettore di Q_3 è sufficiente a far innescare la lampada al neon NE-2E indicatrice connessa in serie con il circuito trappola (a L e C in parallelo) accordato a 38 kHz.
I segnali di uscita S e D dei diodi demodulatori vengono filtrati e deaccentuati, quindi applicati al commutatore selettore S_1, che seleziona le funzioni MF, MA, MF stereo. Il regolatore di separazione RP702A inserisce una piccola frazione di tensione $S + D$ inversa nell'uscita, per compensare la perdita di segnale $S - D$ ricomposto, avvenuta per il processo di demodulazione. I segnali di uscita del commutatore selettore S_1 sono applicati ai due stadi amplificatori audio Q_4 e Q_5 (2 x 2N408), che non sono parte fondamentale del decodificatore, ma che sono riportati nello schema in oggetto, per indicare come si ottiene l'uscita finale del sintonizzatore KN-265 Knight.

Altri circuiti MF stereo

A completamento dell'argomento fin qui trattato, si ritiene opportuno illustrare alcuni schemi di adattori e sintonizzatori MF stereo, che per le loro caratteristiche scostantisi da quelle degli schemi precedenti, sono di notevole interesse anche se non recenti. In particolare gli adattatori stereo potranno risultare utili, quando anche in Italia si effettueranno le radio trasmissioni MF stereo, a coloro che volessero modificare il loro ricevitore MF per adattarlo alla ricezione MF stereo.

1. Schemi Pilot Radio Corporation

I modelli 100 e 200 della Pilot Radio Corp. si scostano assai sensibilmente da quelli fin qui illustrati. Sebbene entrambi i circuiti impieghino il sistema di commutazione a divisione di tempo, non è più qui necessario un regolatore di separazione, sotto forma di parziale matrizzazione correttiva. I circuiti aggiunti sono sufficienti ad evitare la necessità di riportare regolatori esterni, o interni per queste funzioni. Lo schema dei circuiti di demodulazione per entrambi i modelli sono illustrati in fig. 88, che si riferisce in particolare all'adattatore multiplex mod. 100.

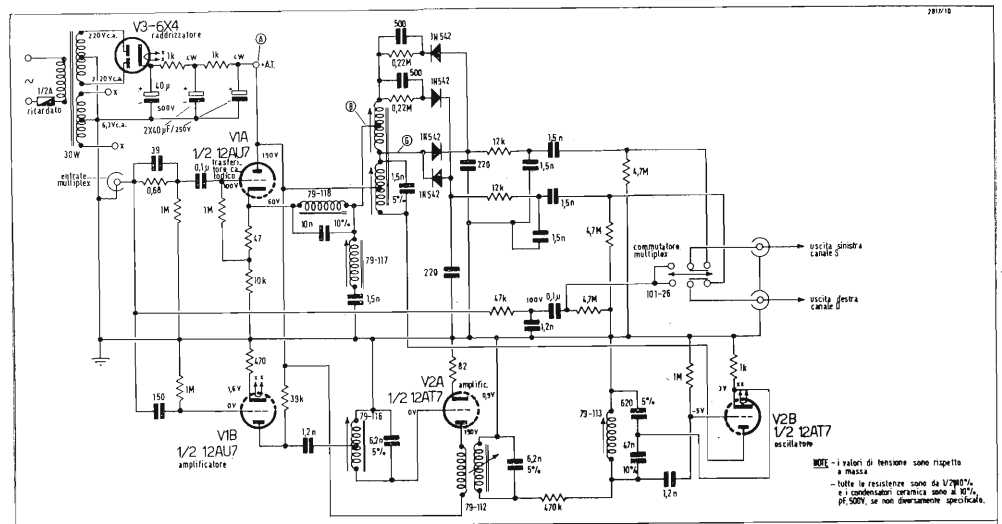



Fig. 88 - Circuito adattatore mod. 100 Pilot Radio.

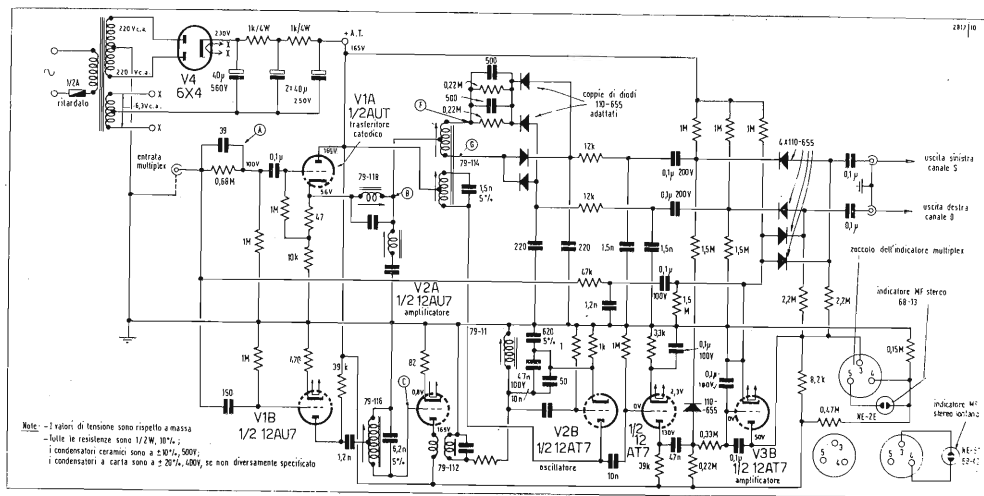
a) Modello 100

Tralasciamo di discutere la parte convenzionale dello schema. V1B amplifica il segnale pilota portante a 19 kHz ricavato dall'uscita di un sintonizzatore o ricevitore. Detto segnale viene selettivamente applicato alla griglia di V2A. Dopo amplificazione a 19 kHz, passa al trasformatore anodico di V2A, a scopo di isolamento dalle eventuali armoniche o dagli spuri, e va a sincronizzare l'oscillatore V2B a 19 kHz. L'uscita dell'oscillatore è un segnale a 38 kHz, presente al trasformatore di placca accordato a questa frequenza; il segnale risultante è adatto all'applicazione ai diodi di commutazione.
Il segnale stereo composito si ritrova anche sul circuito di catodo a bassa impedenza di V1A. Dopo il passaggio attraverso un filtro reiettore di banda, per eliminare le frequenze SCA, il segnale perviene alla presa centrale di un avvolgimento del trasformatore 79-114. La tensione presente ai capi di questo avvolgimento porta in conduzione una coppia di diodi polarizzati nello stesso senso. Solo per una piccola frazione del ciclo (mentre la conduzione nei dispositivi circuitali comuni dura mezzo ciclo). Il circuito formato dal condensatore 500 pF e dalla resistenza 220 kΩ (in ciascuna coppia) determina l'intervallo di conduzione polarizzando i diodi all'interdizione per la maggior parte del ciclo. La corretta fase della tensione di commutazione a 38 kHz porta in conduzione i diodi in coincidenza con le creste dell'onda del segnale composto. I due condensatori di uscita (220 pF ciascuno) agiscono come serbatoi di cariche e mantengono la tensione ai loro capi essenzialmente costante negli intervalli fra le conduzioni. In questo modo, il rendimento di rivelazione del sistema si approssima al 100% e pertanto non c'è bisogno di inserire matrici correttive più avanti nel circuito. (Naturalmente, la matrizzazione correttiva è necessaria, ma non a motivo dell'inefficienza di demodulazione della commutazione).
Se il discriminatore è difettoso sotto qualsiasi rispetto, si può generare una riduzione di ampiezza delle bande laterali $S - D$ rispetto all'audio del canale principale $S + D$. Per questa ragione, la Pilot ha inserito un circuito di compensazione formato da un condensatore di 39 pF in parallelo ad una resistenza di 0,68 MΩ al terminale d'ingresso del circuito. Questi valori servono per una buona compensazione per un sintonizzatore di caratteristiche medie.
Le due uscite (S e D) vengono poi deaccentuate mediante il gruppo R 12 kΩ e C 1,5 nF in ciascun ramo dei canali.

Vengono in seguito portati alle prese di uscita, attraverso un commutatore, per la connessione agli amplificatori stereo. Quando il commutatore multiplex è portato in posizione « escluso » (= Out), tutto l'insieme di questi circuiti viene corto circuitato e si stabilisce un collegamento fra l'entrata e l'uscita, con appena inserito un circuito di deaccentuazione.

b) *Modello 200*

I circuiti fondamentali per ripristinare *S* e *D* sono uguali anche nel multiplexer mod. 200 Pilot, come si vede dallo schema di fig. 89. La commutazione automatica, comandata dalla presenza o dall'assenza di una subportante pilota, esclude i circuiti della subportante multiplex, quando non servono (p. es. nella ricezione monofonica). Questo circuito speciale non impiega relé meccanici ed è costituito da due parti essenziali: un amplificatore del controllo di commutazione e gli stessi elementi commutatori. L'amplificatore di controllo della commutazione è composto da uno stadio di amplificazione (V3A) per la portante pilota a 19 kHz, un diodo polarizzato direttamente, un amplificatore c.c. V3B e un indicatore al neon di stereo. V3A riceve il segnale subportante pilota da V2A. L'uscita amplificata di V3A appare ai capi del diodo in derivazione polarizzato direttamente dalla resistenza di 0,22 MΩ connessa al +A.T. Appena la corrente a 19 kHz supera la corrente di polarizzazione nel diodo, il nodo delle resistenze 0,22 MΩ e 0,39 MΩ comincia a diventare negativo rispetto al catodo di V3B. I due diodi inseriti nel percorso del segnale mono-diretto hanno un potenziale anodico comune di circa 80 V, creato dal divisore di tensione formato dalle resistenze 1 MΩ (al +A.T.) e da 1,5 MΩ (a massa). L'impedenza di questo divisore di tensione è molto più alta di quella del circuito del segnale. I catodi di questi diodi di percorso mono sono separati, uno va verso l'uscita del canale *A*, l'altro verso l'uscita del canale *B*. I potenziali di catodo di questi diodi si possono variare mediante l'oscillazione della tensione di placca di V3B, agente ai capi della coppia di resistenze di 2,2 MΩ. Quando la tensione di placca cade a 50 V, i catodi divengono negativi rispetto agli anodi e i diodi conducono. Il percorso del segnale attraverso essi è chiuso e il segnale monofonico viene applicato

Fig. 89 - Circuito adattatore mod. 200 Pilot Radio.

a entrambe le uscite. Quando la tensione anodica aumenta (in presenza della subportante pilota 19 kHz), i catodi dei diodi mono divengono positivi rispetto agli anodi e i diodi si bloccano. Il segnale monofonico risulta allora scollegato dall'uscita.

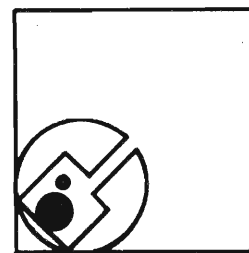
La coppia di diodi di commutazione rimanente (apparente nei canali stereo) viene polarizzata inversamente rispetto ai diodi mono. Essi conducono quando i diodi mono sono interdetti e si bloccano quando questi ultimi sono conduttivi.

c) *Radio Zenith 12H26*

Esaminiamo da ultimo i circuiti del telaio 12H26 della Radio Zenith, interessanti perché comprendono caratteristiche che sono comuni a tutti i telai multiplex della produzione Zenith.

La fig. 90 è uno schema parziale dei circuiti multiplex, che indicano solo l'amplificatore della pilota a 19 kHz e il duplicatore di frequenza. Dato che questo circuito comporta alcune novità, gli dedichiamo una descrizione più dettagliata degli altri.

Il segnale pilota a 19 kHz preso dall'uscita del rivelatore a rapporto della sezione sintonizzatrice (non rappresentata) viene applicato all'amplificatore biaccordato in griglia e in placca. Per bloccare il funzionamento del circuito, salvo quando si riceve un'emissione stereofonica, questo tubo (metà di un 6AW8A) viene silenziato in assenza di una portante pilota a 19 kHz. La tensione di silenziamento si ricava dal +A.T., attraverso il potenziometro R2 di 25 kΩ e applicato al catodo della sezione pentodica di 6AW8A. Quando arriva il segnale a 19 kHz ed è sufficiente a superare questa retropolarizzazione, il tubo 6AW8A conduce ed ha luogo l'amplificazione. Un circuito accordato a 19 kHz con presa intermedia disposto nel circuito anodico dell'amplificatore, alimenta una coppia di diodi (X2 e X3). A motivo di questa connessione a raddrizzatore di onda piena, questi diodi funzionano come un duplicatore di frequenza. L'uscita del loro punto comune è una serie d'impulsi positivi a 38 kHz di corrente continua e viene utilizzata in doppio modo: come tensione di comando, in quanto gli impulsi sono riportati al tubo 6AW8A (griglia pentodo) e aumentano la tensione di griglia al livello di 2 V della tensione di silenziamento previamente applicata al catodo; in questo modo, l'azione di silenziamento è disabilitata solo dal segnale sottoportante pilota. Il secondo modo può essere capito osservando la fig. 91, che è uno schema parziale del mod. 12H26; gli impulsi a 38 kHz si usano per rigenerare la portante a 38 kHz per l'inserzione con le bande laterali *S* − *D*

Gli impulsi sono applicati attraverso la resistenza 47 kΩ, dove subiscono la tosatura. Il circuito anodico dell'amplificatore a 38 kHz è accordato a questa frequenza perciò quando gli vengono iniettati gli

impulsi, si genera un'onda sinoidale a 38 kHz da utilizzare per la reinserzione della portante o come tensione di commutazione.

All'uscita del rivelatore a rapporto sono presenti il segnale $S + D$, le due bande laterali $S - D$ ed eventualmente le portanti SCA (musica di sottofondo).

Poi, il segnale composito attraversa la trappola a 67 kHz a larga banda, quindi arriva al triodo amplificatore (triodo di 6BN8). Il segnale di uscita anodica di questo stadio è applicato, mediante il condensatore 0,47 μF, alla presa centrale del secondario del trasformatore di reinserzione della portante a 38 kHz. Così le bande laterali $S - D$ hanno ora la loro portante a 38 kHz.

In conclusione, il noto inviluppo di modulazione d'ampiezza appare agli anodi dei diodi (6BN8). Durante i semicicli positivi, il diodo D_2 demodula il semiciclo positivo del segnale $S - D$ e genera il segnale audio $S - D$. Poichè la tensione del segnale audio $S + D$ è pure applicata alla presa centrale del secondario del trasformatore, effettuando la ben nota somma algebrica si ottiene il segnale risultante: $S - D + S + D = 2S$. Durante i semicicli negativi, il diodo D_1 rivela la metà negativa dell'inviluppo $S - D$. Poichè la tensione del segnale $S + D$ è pure applicata alla presa centrale del secondario del trasformatore, si può fare la somma:

$$-(S - D) + (S + D) = 2D.$$

Come avrete già capito, la spiegazione ora illustrata presuppone che le componenti $S + D$ e $S - D$ siano di uguale ampiezza, ma in realtà non lo sono mai.

Per questa ragione, si usa un regolatore di separazione, il quale sfrutta un certo grado di matrizzazione correttiva.

La necessaria frazione di tensione $-(S + D)$ è prelevata dal circuito di catodo del triodo 6BN8 mediante R_3 ed applicata alle uscite dei canali sinistro e destro.

Le cose sono regolate in modo che il segnale netto $S + D$ viene ridotto fino a diventare uguale ai segnali rivelati

$$S - D \text{ e } -(S - D).$$

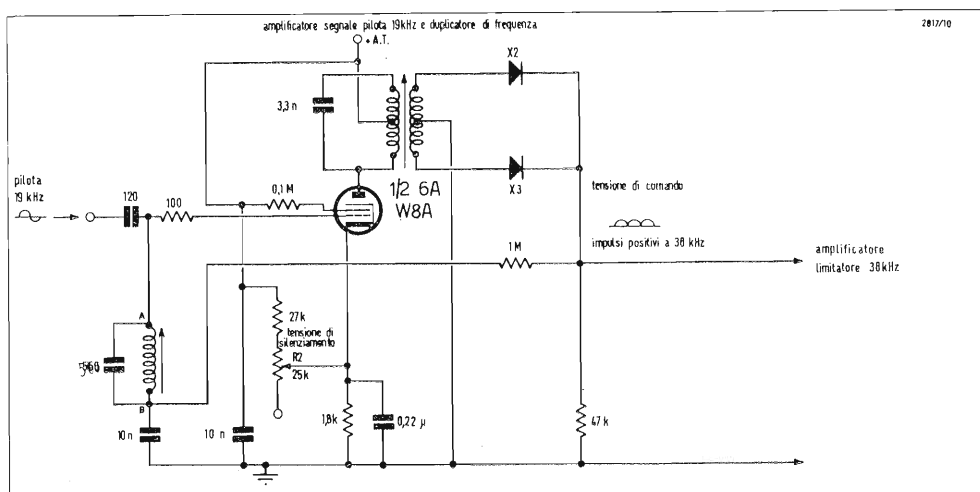
Il circuito di deaccentuazione in ciascun canale è formato da una coppia di resistenze 270 kΩ in parallelo, seguita da un condensatore 560 pF di caduta. La precedente descrizione è della Zenith Radio che preferisce illustrare il suo circuito come un sistema di rivelazione MA. Si noti che anche i cosiddetti circuiti di commutazione possono essere analizzati successivamente in questo modo, cioè trattando le componenti attuali (bande laterali $S - D$ e audio $S + D$) del segnale composito separatamente, anche se elettricamente non sono mai separati.

Perciò si potrebbe riesaminare qualche altro circuito di commutazione, e trovare che alla fine essi sono in realtà demodulatori MA e sommatori di $S + D$.

Fig. 90 - Circuiti dell'amplificatore pilota e del duplicatore di frequenza del telaio 12H26 multiplex Zenith.

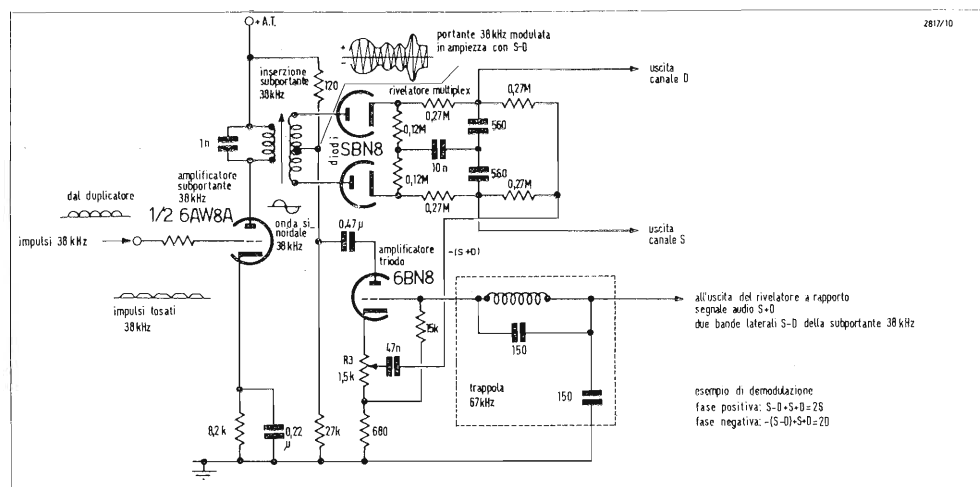



Fig. 91 - Circuiti Zenith relativi all'amplificatore della subportante, della reinserzione, della demodulazione e matrizzazione dei segnali S e D.

Notiziario

Con due circuiti integrati MOS-LSI è possibile realizzare un voltmetro digitale

I voltmetri digitali presentano indubbi vantaggi nei confronti dei voltmetri elettronici convenzionali: essi sono meno fragili, più precisi e più sensibili, e naturalmente consentono una lettura facile e immediata del valore di tensione misurato. Nonostante questi vantaggi essi però non sono ancora riusciti a soppiantare i convenzionali voltmetri a scala e indice i quali tuttora sono venduti in grande quantità.

La ragione di ciò è piuttosto banale: il prezzo. Perché il voltmetro digitale possa competere con successo con un voltmetro elettronico convenzionale due sono le strade da seguire. Una è molto evidente: ricorrere alle tecnologie MSI (Medium Scale Integration). L'altra forse è meno evidente ma è più vicina alla filosofia di progetto dei voltmetri digitali. E' noto che i circuiti analogici sono più costosi dei circuiti digitali; pertanto, la seconda maniera per abbassare il prezzo del voltmetro digitale sarà quella di ridurre al minimo i circuiti analogici impiegati fino ad oggi nel progetto di un voltmetro digitale.

A questo scopo la Philips ha introdotto due circuiti integrati MOS, rispettivamente FEY 101 e FEJ 271 i quali con l'aggiunta di altri pochi componenti permettono di realizzare un voltmetro digitale il cui costo è veramente basso.

Il convertitore analogico/digitale FEY 101 effettua le seguenti funzioni: fornisce i segnali di controllo per tutto il sistema, fissa la durata della misura, produce un numero di impulsi proporzionale alla tensione che si vuole misurare, dà la polarità alla tensione da misurare e fornisce al sistema un segnale di abilitazione al trasferimento del risultato della misura ai circuiti di uscita.

Il circuito integrato FEJ 271 è composto da un contatore a quattro decadi, da una memoria e da un circuito sequenziatore d'uscita (multiplexer). Il contatore conta gli impulsi provenienti dal convertitore analogico/digitale e fornisce il valore finale della misura. Ad un comando di trasferimento, questo valore viene immagazzinato nella memoria per poter essere presentato ai terminali di uscita in sequenza (cifra per cifra in codice BCD).

Il circuito FEJ 271 fornisce inoltre i segnali di riconoscimento che servono per accendere in sequenza i tubi cifra.

Per la realizzazione del voltmetro digitale, oltre ai due circuiti integrati MOS descritti, occorrono: un amplificatore operazionale (TBA 221) con funzione di comparatore, un diodo Zener compensato in temperatura (BZX93) per la creazione della tensione di riferimento, una rete RC ed un paio di transistori FET (BFS21 A) per poter avere una resistenza d'ingresso elevata.

Le caratteristiche principali del voltmetro digitale sono le seguenti: Resistenza d'ingresso $>$ 100 MΩ, Ciclo di misura 0,1... 1,0s; Tempo di stabilizzazione $<$ 1s; Gamma di misura $\pm$ 1000 mV; Precisione $\pm$ 0,5% $\pm$ 1 cifra; Soppressione del rumore 65 dB; Indicazione visiva a 4 cifre; Indicazione della polarità: automatica.

Nuovo alimentatore C.C. stabilizzato per correnti elevate

Un nuovo alimentatore c.c. stabilizzato introdotto recentemente dalla Philips si presta per applicazioni per le quali sono richiesti fino a 20 A al carico. Questa unità, denominata PE1516. trova particolare applicazione nei campi del collaudo di produzione, per prove di vita su componenti e come sorgente di alimentazione per collaudi al banco nei laboratori di ricerca di sviluppo e nel settore educazionale.

Questa unità da 0 - 30 V/0 - 20 A è dotata di controlli a pulsanti che ne semplificano l'impiego ed ha la protezione completa e automatica contro il sovraccarico e il corto circuito. Inoltre, il limitatore per sovratensioni incorporato protegge completamente sia l'alimentatore sia il circuito esterno contro tali eventualità, indipendentemente dalla loro origine. L'unità può funzionare nei modi a tensione o a corrente costante con cross-over automatico.

Per quanto riguarda le specifiche, nel PE 1516 sia le predisposizioni di tensione sia quelle di corrente vengono con-

trollate separatamente tramite potenziometri di regolazione fine e grossolana, che forniscono una risoluzione migliore di 1 mV sulla predisposizione di tensione e di 15 mA su quella di corrente.
La stabilità di tensione è migliore di 0,03% del valore regolato oppure 3 mV, compresa la deriva a breve termine, per una variazione della tensione di rete di ± 10%. L'ondulazione della tensione è inferiore a 1 mV efficace per qualsiasi tensione d'ingresso compresa fra il 90% e il 110% della tensione nominale e per qualsiasi carico, da vuoto al massimo.
Il coefficiente di temperatura sulla tensione è inferiore a 0,01% ovvero a 0,3 mV/°C alla temperatura ambiente di 0 - 35 °C. Nel modo di funzionamento a corrente costante le caratteristiche corrispondenti sono 0,05% (oppure 2 mA) sulla stabilità, 10 mA efficaci sul ripple e 0,05%/°C (oppure 1 mA/°C), sul coefficiente di temperatura. Occorre poi notare che, a differenza delle condizioni tipiche spesso indicate da molti costruttori di alimentatori, i summenzionati parametri si riferiscono al caso peggiore.
Dal punto di vista del funzionamento, occorre aggiungere che due o più unità PE 1516 possono funzionare in serie o in parallelo e che si può usare una unità per controllare altre unità asservite funzionanti in serie o in parallelo. Altre caratteristiche comprendono la programmazione a distanza della tensione e della corrente di uscita dell'unità e quella di campionamento a distanza, che consente di mantenere la regolazione di tensione specificata direttamente ai capi del carico, mediante compensazione di qualsiasi caduta di tensione.

Nel PE 1516 è anche importante il fatto che l'unità offre un rapporto costo/prestazioni ottimo. Ciò dipende dall'impiego di componenti normalizzati ben collaudati e di parti meccaniche che semplificano la produzione e la manutenzione.

Una ulteriore caratteristica dell'unità è la possibilità di sopportare collaudi meccanici e ambientali intesi a garantire il funzionamento soddisfacente e affidabile dello strumento in condizioni avverse.

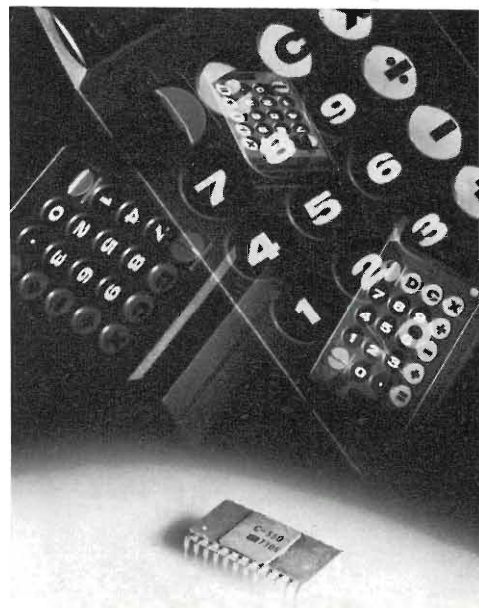
Il PE 1516, fondamentalmente inteso come unità da banco, può anche essere adattato al montaggio su telaio da 19 pollici. I terminali di uscita sono isolati e in tal modo può essere posto a massa sia il terminale positivo che quello negativo.

Un solo circuito MOS/LSI per pilotare un visualizzatore a 4 cifre

Un circuito MOS/LSI in grado di pilotare un visualizzatore a 4 cifre è stato presentato dalla General Instrument Europe in due versioni che si differenziano per il contenitore: ceramico per l'AY-7-4007A e in plastica per l'AY-7-4007.
L'AY-7-4007 è un sottosistema appositamente progettato per essere applicato in sistemi di conteggio e visualizzazione, quali i contatori di frequenza, i voltmetri digitali, i « timers » ed è più genericamente applicabile in tutti i contatori in grado di usare dei visualizzatori a 7 segmenti per l'indicazione dei risultati.
Il dispositivo comprende 4 decadi up/down per contatore sincrono BCD, una memoria a registro, un circuito multiplexing, un oscillatore interno per la selezione delle cifre ed un contatore decodificatore a 7 segmenti per un visualizzatore sino a 9.999.
Il dispositivo è stato costruito con lo scopo di eliminare il maggior numero possibile di componenti esterni ed è costituito da un singolo chip monolitico a tecnologia MTNS a canale P. E' compatibile DTL/TTL sia in ingresso che in uscita e possiede all'uscita una capacità tipica di corrente di 25 mA a 1 V a Vcc.

■

Nuova versione del dispositivo MOS della General Instrument per calcolatori portatili

Al Salone dei Componenti di Milano la General Instrument Europe ha presentato un nuovo circuito MOS/LSI a basso consumo di energia che viene ad affiancarsi al già noto C500. Il nuovo dispositivo denominato C550 possiede in un solo chip tutte le logiche richieste per il funzionamento di un calcolatore in grado di svolgere le quattro operazioni aritmetiche fondamentali, pilotando nello stesso tempo un visualizzatore dei risultati a 8 cifre.
Il C550 si presenta sull'attuale mercato come uno dei più avanzati dispositivi, in un unico contenitore, ed ha il vantaggio di consentire lo svolgimento delle quattro operazioni nel modo algebrico più semplice, ossia agendo sui tasti nell'usuale successione in cui tali operazioni vengono svolte manualmente.
Benché il dispositivo sia in grado di pilotare un visualizzatore con le sole 8 cifre fondamentali, questa limitazione è superata dalla possibilità di ritenere durante il calcolo un esponente di tutti i numeri da $1.0000000 \times 10^{-20}$ a $9.9999999 \times 10^{+79}$, senza la necessità di indicatori « underflow » o « overflow ».
Quando nella visualizzazione del risultato di un calcolo non appare il punto decimale, ciò sta a significare che il risultato stesso prevede più di 8 cifre. In questo caso è sufficiente determinare la posizione del punto decimale con la divisone del numero visualizzato per potenze di 10,

La nuova versione C550 del dispositivo MOS singolo della General Instrument Europe per calcolatori portatili. Il C550 contiene tutte le logiche necessarie per realizzare le 4 operazioni aritmetiche e per pilotare un visualizzatore a 8 cifre.

sino a quando il punto decimale stesso non apparirà sul visualizzatore.

Per quanto concerne la cancellazione di un'intera operazione o di una sola cifra impostata, è sufficiente un solo tasto di «clear». Per ottenere la cancellazione dell'intera operazione impostata, o eseguita, basterà premere contemporaneamente il tasto di « clear » e quello di un qualsiasi numero, mentre per cancellare solo l'ultima cifra impostata occorrerà premere il tasto di « clear » e quello di una delle quattro funzioni.

Il più notevole vantaggio che offre il C550 è infine quello di poter trasformare in costante qualsiasi numero o risultato parziale schiacciando un tasto apposito.

Il C550 è immediatamente disponibile in contenitore dual in line a 24 piedini.

■

Imparare con la televisione

In una scuola della Germania Federale il più grande impianto didattico audiovisivo — 38 apparecchi in bianco e nero e 9 a colori, 3 registratori video su nastro — 50 commutazioni dirette di segnali video attraverso distributore a sbarre incrociate.

A Felsberg, una comunità di circa 2.300 abitanti nell'Assia settentrionale, esiste una nuova scuola centrale per più comuni, che è stata fornita di un impianto didattico audiovisivo, il più grande oggi esistente nella Repubblica Federale di Germania. Si tratta di un sistema che rispondendo ai più moderni orientamenti didattici, oltre ad integrare gli altri metodi d'insegnamento, apre nuove vie alla pedagogia. Esso si compone di video-registratori che riprendono le trasmissioni scolastiche irradiate dalle varie stazioni nazionali, che vengono poi elaborate ed adattate ai singoli argomenti insegnati. Riprese televisive proprie e sovrapposizioni televisive di normali film didattici, completano questo sistema.

L'anima di questo vasto impianto scolastico realizzato dalla Siemens è la centrale audiovisiva provvista di un distributore a sbarre incrociate, che comprende cinque entrate e cinquanta uscite (ampliabile a 10 entrate e 100 uscite). La commutazione del programma scolastico ufficiale, ricevuto con un comune televisore a colori, oppure del programma ripreso internamente, sui singoli videoterminali delle aule scolastiche avviene tramite una centrale di commutazione audio video, per mezzo di pulsanti montati nel banco di regia che si trova nella centrale audiovisiva. I programmi in arrivo ed in partenza possono essere controllati su cinque monitor.

La centrale è equipaggiata inoltre con due videoregistratori per nastro magnetico da 1 pollice ed un limite risolutivo di 5 MHz. Su una seconda pista supplementare si possono incidere commenti aggiuntivi. I videoregistratori sono provvisti anche di un dispositivo per la riproduzione a colori secondo il sistema PAL; inoltre in uno di essi è previsto l'inserimento elettronico di una seconda immagine.

Vengono impiegati esclusivamente apparecchi con segnale video in entrata e uscita invece degli usuali apparecchi ad alta frequenza. In tal modo vengono eliminati sia i modulatori ad alta frequenza sia il selettore di canale nelle aule. Con trasmissione mediante segnale video, in tutti gli apparecchi si ha lo stesso livello e tutte le commutazioni avvengono attra-

L'impianto didattico audiovisivo installato nella scuola di Felsberg, nell'Assia settentrionale, funziona con un distributore elettronico a sbarre incrociate che serve alla commutazione di segnali video e dell'audio da 5 ingressi a 50 uscite. Questo impianto televisivo scolastico progettato ed eseguito dalla Siemens è finora il più grande nel suo genere costruito in Germania. Attualmente comprende 38 televisori in bianco e nero e 9 a colori, due telecamere elettroniche, una telecamera portatile, tre video-registratori. Tutti gli apparecchi possono venir comandati a distanza dalle aule.

verso sbarre incrociate premendo sui tasti. Un altro vantaggio particolarmente apprezzato dagli insegnanti di Felsberg è dato dalla possibilità di telecomandare l'impianto dalle singole classi.

Per le produzioni proprie è disponibile una telecamera con visore elettronico. Una seconda telecamera serve per l'esplorazione di testi, carte geografiche, disegni ecc., e può essere abbinata anche ad un microscopio durante le lezioni di biologia e chimica. Vi è infine un impianto televisivo portatile a batterie, costituto da una camera compatta elettronica, con microfono e videoregistratore da 1/2 pollice. Un altro videoregistratore è installato fisso nella sala comando centrale, per registrare e ritrasmettere le riprese da 1/2 pollice.

Questa scuola, non ancora completamente ultimata, è frequentata da circa 1000 alunni provenienti da 21 comuni vicini. Quando sarà completata, e comprenderà tutti i tipi di scuola, compresi liceo e ginnasio, essa potrà accogliere più di 1500 studenti.

■

La GTE International costruirà in Cina una stazione per le telecomunicazioni via satellite

Alla GTE International Incorporated è stato assegnato dalla Western Union International Inc. l'appalto per la costruzione di una stazione per le telecomunicazioni via satellite nella Cina Popolare. L'importo totale dei lavori previsti dal contratto sarà di 4 milioni di dollari. La stazione fornirà le prime telecomunicazioni in diretta, di alta qualità, tra la Cina e l'Europa.

La stazione che verrà costruita presso Pechino utilizzerà un Satellite Intelsat IV posto in orbita sincrona, a 36.000 km dalla Terra, sopra l'Oceano Indiano. Oltre che con l'Europa la stazione collegherà la Cina con qualsiasi paese asiatico e africano dotato di stazione a terra e utilizzante il satellite Intelsat IV.

La WUI ha scelto la GTE International Systems Corporation di Waltham, Massachussets, una consociata della GTE International, come capocommessa per la stazione. La WUI aveva in precedenza ricevuto l'appalto per il sistema dalla China National Machinery Import and Export Corporation.

Trasmetterà voce, dati, programmi TV

La stazione di terra che verrà completata nei primi mesi del 1974 sarà in grado di trasmettere comunicazioni telefoniche, dati e programmi TV. Attualmente le comunicazioni internazionali tra Cina ed Europa avvengono attraverso una combinazione di ponti a microonde e collegamenti radio ad alta frequenza e vengono instradate sul territorio di altri paesi.

La stazione di terra avrà un'antenna circolare del diametro di 30 metri, l'altezza cioè di un palazzo di 10 piani. La struttura dell'antenna, del peso di circa 300 tonnellate, è montata su delle ruote che girano su di un binario circolare del diametro di 15 metri, sul tetto del fabbricato circolare dove sono posti i controlli.

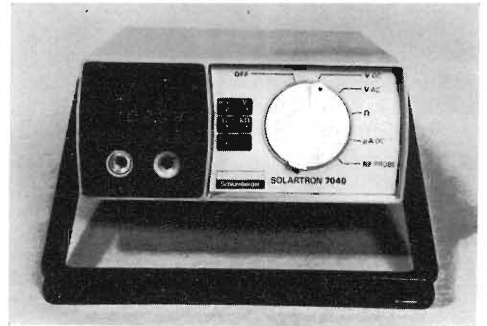
La GTE International, una delle consociate della General Telephone & Electronics Corporation, ha costruito altre nove stazioni di questo tipo in tutto il mondo.

■

Nuovo multimetro digitale automatico mod. 7040

La SCHLUMBERGER presenta il nuovo multimetro digitale automatico, mod. 7040. Di classe tipicamente da laboratorio, ma adattissimo anche per uso di manutenzione esterna.

Tra le caratteristiche di questo strumento: lettura f.s. di quattro nove più overrange, risoluzione di 10 µV, precisione di 0.02% e, soprattutto, prezzo di £ 205, che può essere ridotto a £ 165 per ordini di quantità.

Il rapporto prezzo/prestazioni è veramente eccezionale: il 7040 è completamente automatico, praticamente indistruttibile,

sia fisicamente che elettricamente, e permette quindi l'impiego anche da parte di personale non specializzato.

La SCHLUMBERGER è stata la prima società a sviluppare la tecnica della doppia rampa di integrazione. Il 7040 introduce ora la tecnica della tripla rampa di integrazione, che permette una gamma digitale con una dinamica di 999999 bits.

Ciò garantisce la possibilità del cambio scala automatico, vale a dire che, partendo da una gamma base, lo strumento seleziona automaticamente ed istantaneamente i quattro digitis più significativi che appaiono quindi sul display a LED.

■

Il « Grand Tour » europeo dei computer Usa

« Se Maometto non va alla montagna la montagna va a Maometto ». Questo potrebbe essere il motto delle serie di mostre convegno di COMPUTER USA organizzate e programmate in cinque paesi d'Europa dalla rivista americana Datamation con la collaborazione del Dipartimento del Commercio Americano.

Infatti l'industria americana dei calcolatori si è resa conto della crescente richiesta europea e vuole quindi venire di perso-

na ad incontrare i potenziali utilizzatori europei per presentare loro le più avanzate innovazioni nel settore dell'EDP, stabilire nuovi rapporti d'affari con agenti e distributori, e scambiare esperienze con gli esperti europei sul più recente know-how tecnologico.

Il « grand tour », che toccherà Londra, Stoccolma, Parigi e Monaco di Baviera, sarà a Milano presso il Centro Commerciale Americano, in via Gattamelata 5, dal 19 al 21 Novembre prossimo.

Una cinquantina di Società Americane leader nel settore dell'EDP presenteranno calcolatori, minicomputers, hardware, software, unità periferiche, servizi di elaborazione dati, terminali, memorie, plotters, tutti realizzati secondo i più avanzati concetti di progettazione nel campo dell'elettronica.

Alla mostra si affiancherà un convegno che vedrà la presenza di autorevoli esperti americani che presenteranno memorie su temi di attualità nel campo dell'elaborazione di dati.

E' questo un appuntamento per tutti gli utilizzatori e i tecnici italiani con l'industria americana dei computer, utile per un aggiornamento tecnico e per stabilire nuovi rapporti commerciali con le società produttrici statunitensi.

■

Accordo Ampex - Xerox

La Ampex Corporation ha annunciato di aver concesso alla Xerox Corporation la licenza di usare il proprio brevetto « single-capstan » nel campo delle periferiche a nastro magnetico per gli elaboratori elettronici.

La firma di questo accordo, comprendente diritti di licenza non in esclusiva, è stata annunciata da Eugene E. Prince, vice presidente e direttore generale della Divisione Prodotti per l'Elaborazione dei Dati della Ampex.

Il primo sistema a « single-capstan » controllato elettronicamente per le unità periferiche a nastro magnetico, è stato realizzato dalla Ampex nel 1963.

Negli ultimi anni, tutti i costruttori di unità periferiche a nastro magnetico hanno adottato tale sistema di trascinamento.

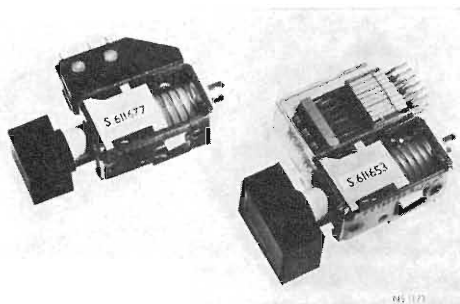
L'impiego del « single-capstan » riduce sensibilmente il numero delle parti meccaniche e migliora le prestazioni e l'affidabilità di trascinamento di tutta l'unità periferica.

I prodotti Ampex per il settore dell'elaborazione elettronica sono venduti in Italia dalla Ampex Italiana S.p.A. Via Flavio Domiziano, 10 00145 Roma, Telefono (06) 5138341.

■

Nuove chiavi a pulsante per qualsiasi applicazione di commutazione a pulsante

La **Pye TMC Components Limited** di Roper Road, Canterbury, Inghilterra, fabbrica una nuova gamma di chiavi a pulsante che nella sua entità serve per qualsiasi genere di commutazione a pulsante nelle apparecchiature professionali. La nuova « Serie 200 » consiste in sei tipi di base, tutti dimensionati secondo il sistema metrico decimale e aventi fino a 6 possibilità di commutazione con tutta una varietà di materiali di contatto. Le chiavi possono essere del tipo « senza accesso », che vengono asservite mec-

canicamente in modo da permettere il funzionamento e l'asservimento di una unica chiave alla volta. Questo tipo di chiave viene disinserito premendo un'altra chiave qualsiasi del complesso, oppure mediante una valvola a solenoide.

Un altro tipo è la chiave ad « azione bloccante », che rimane inserita e impedisce il funzionamento delle altre chiavi del complesso fino al disinserimento della prima (che avviene premendola nuovamente.) Entrambe le chiavi « senza accesso » e ad « azione bloccante » vengono fornite in gruppi assiemati in stabilimento secondo le esigenze del committente.

Gli altri quattro tipi della Serie: quello ad « azione momentanea » (vedi fotografia), ad « azione bloccante », ad « asservimento » e ad « azione d'annullamento/asservimento », possono essere assiemati in gruppo dall'utente stesso e sono montati su apposite barre che all'uopo possono venire dotate di valvole a solenoide.

I pomelli di tutte le chiavi possono essere rotondi, quadrati od oblunghi, massicci o illuminati, con una buona scelta di colori. I pomelli illuminati possono venire montati con o senza diffusori e l'illuminazione è data da una lampadina a contatto laterale del tipo impiegato negli impianti telefonici. I contatti sono protetti da parapolvere di materia plastica. La durata meccanica di funzionamento è di almeno 1,5 milioni di operazioni per chiave o per batteria di chiavi asservite.

■

Nuove dimensioni di kit per prototipi di parti di precisione « Vespel » della Du Pont

La Du Pont offre una nuova serie di materiali per prototipi che permettono lo studio di nuovi impieghi delle parti di precisione « Vespel ».

Questi materiali sono ora disponibili sotto forma di placche rettangolari ottenute per stampaggio sotto pressione a caldo e di barre stampate isostaticamente. Ambedue le forme sono pronte alla lavorazione a macchina utensile per la trasformazione in prototipi.

Particolari in resina poliammidica, fabbricati dalla Du Pont su disegno dei suoi clienti da diversi anni, trovano continuamente nuovi impieghi in meccanismi che richiedono un materiale resistente a larghe variazioni di temperatura, a forte abrasione, a radiazioni ed ad altre severe condizioni di esercizio. Per quantità industriali, la Du Pont fornisce parti di precisione « Vespel », fabbricate con queste resine secondo il disegno dei clienti, oppure parti semi finite, che necessitano solamente piccole lavorazioni di finitura.

Coi kits per prototipi, un utilizzatore potenziale ha a disposizione parti rettangolari di dimensioni fino a 25 x 25 cm e in spessori da 0,65 a 5 cm e barre di due lunghezze (12.5 e 25 cm) in diametri da 1.25 a 5 cm.

La Du Pont sottolinea che si possono ottenere costi molto inferiori, per ordini di almeno 2.000 pezzi, usando il suo sistema di stampaggio diretto in confronto con pezzi ottenuti da barre o placche.

Il processo di stampaggio diretto, simile alla tecnica di metallurgia delle polveri, produce particolari con proprietà fisiche leggermente inferiori di quelle di particolari ottenuti per mezzo di lavorazione meccanica.

Milioni di parti di precisione « Vespel » sono impiegati in applicazioni che richiedono temperature di esercizio da −200°C a +480°C, eccellente resistenza all'usura, alta resistenza meccanica ed ai solventi, eccezionale resistenza alle radiazioni ionizzanti, bassa tensione di vapore in alto vuoto ed alta resistenza dielettrica.

■

Cambiamento di indirizzo

La TECHNITRON, S.r.l. nell'ambito del suo programma di espansione è lieta di annunciare il trasferimento della sede di Roma nei nuovi uffici e laboratori situati in Via G. Mangili, 20 00197 Roma, Telefono 870364.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY
Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

---

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. – 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà • complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

---

emme esse
Via Moretto 44 - 25025 MANERBIO (BS)
Antenne TV - miscelatore - amplificatori a transistor - convertitori per frequenze speciali - accessori vari per installazioni TV.

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU s.r.l. 20133 MILANO
VIA OSTIGLIA, 6 TEL. 74.90.221

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

PRESTEL s.r.l.
antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

CONDENSATORI RESISTENZE

Industria condensatori - Applicazioni Elettroelettroniche - Condensatori e filtri ad alta affidabilità per applicazioni sia professionali che commerciali.

ICAR s.p.a. - 20123 Milano - Corso Magenta, 65 - Telef. 867.841 (4 linee)

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

Lenco

LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RAPPRESENTANZE ESTERE

BELOTTI ING. S. & DR. GUIDO
Piazza Trento 8 - 20135 MILANO
Tel. 54.20.51 (5 linee)-54.33.51 (5 linee)

Strumenti elettrici di misura
Costruzioni elettriche

Stati Uniti - Weston, Esterline Angus, Sangamo, Biddle, Non Linear System, PRD Electronics.

Inghilterra - Evershed-Megger, Tinsley, Wayne Kerr, Foster, Record.

Germania - Zera, Jahre, Elektrophysik, Schmidt & Haensch, Fischer.

Giappone - Anritsu, Iwatsu, Takeda Riken.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

HEATHKIT®

AMPLIFICATORE STEREO DA 25 WATT mod. AA-1214

Amplificatore stereo integrato, da accoppiare al mod. AJ-1214, per sistema a 4 canali, con selezione del programma a pulsanti.

Caratteristiche. Potenza d'uscita continua (per canale): 15 W su carico di 8 ohm; 20 W su carico di 4 ohm. **Impedenza d'uscita:** 4, 8 e 16 ohm. **Responso alla frequenza** (livello di 1 W): ± 1 dB da 7 a 100.000 Hz. **Distorsione armonica:** < 0,5% da 20 a 20.000 Hz con l'uscita di 1 W. **Comandi sul pannello frontale:** 8 selettori d'ingresso a pulsante e 4 a manopola per alti, bassi, bilanciamento e volume. **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz. **Dimensioni:** 10 x 32 x 30 cm.

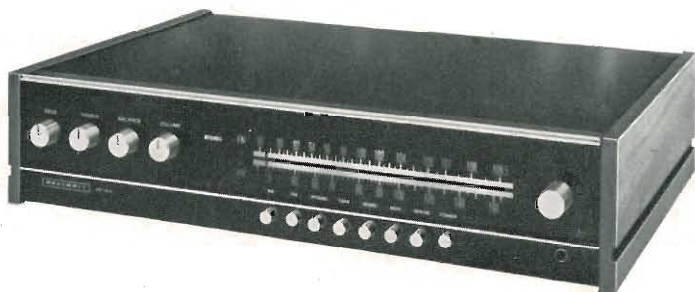
TUNER STEREO AM/FM mod. AJ-1214

Compatto, di grandi prestazioni; pannello con illuminazione « Black Magic ».

Caratteristiche. Gamme di sintonia: da 88 a 108 MHz e da 535 a 1620 kHz. **Distorsione armonica:** < 0,5% (FM mono); < 0,75 (FM stereo); < 2% (AM). **Comandi sul pannello frontale:** 4 selettori d'ingresso a pulsante; manopola per sintonia e indicatore luminoso di stereo. **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz. **Dimensioni:** 10 x 32 x 33 cm.

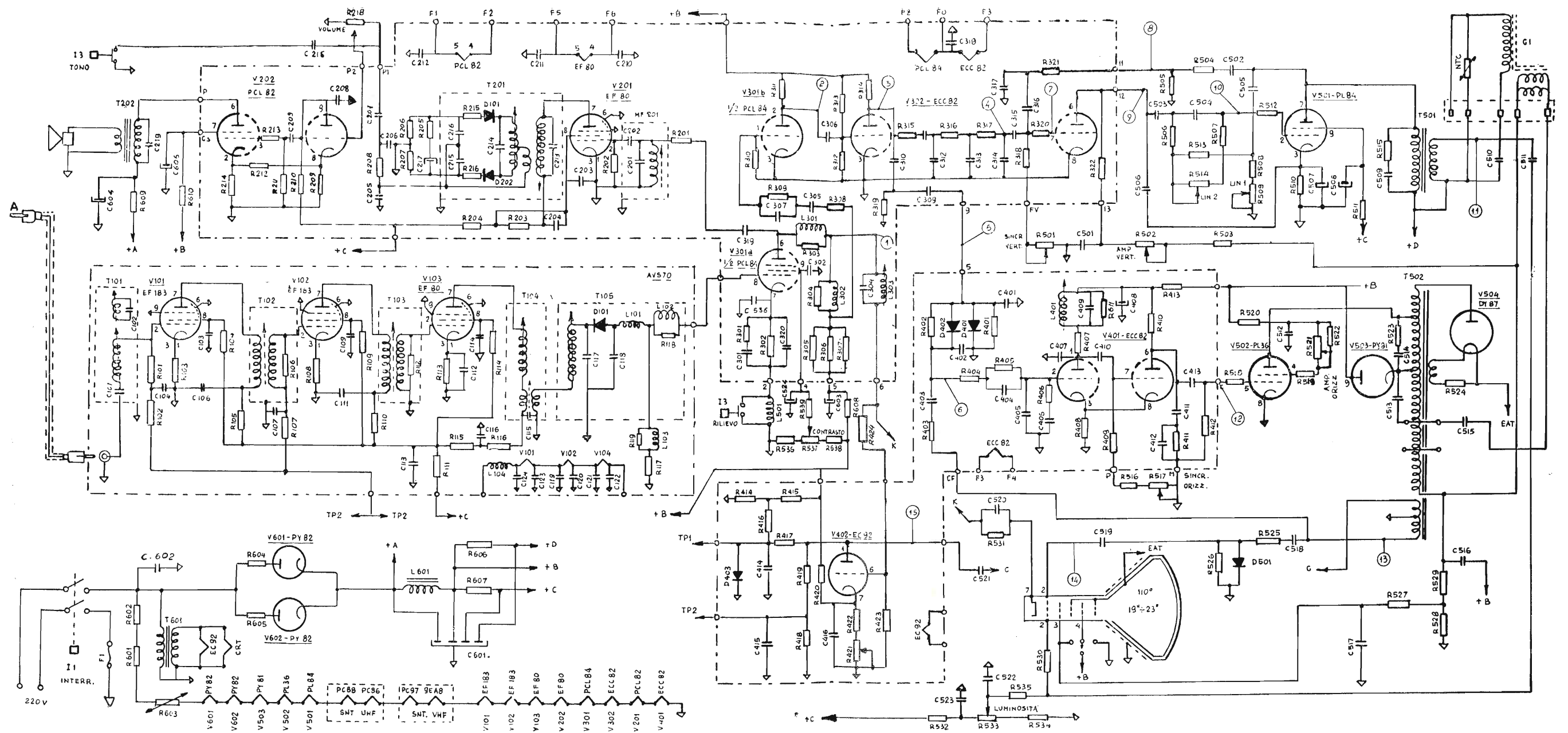
RICEVITORE STEREO DA 50 WATT mod. AR-1214

Ricevitore stereo AM/FM dalle medesime caratteristiche dei mod. AA-1214 e AJ-1214.

Caratteristiche. Comandi sul pannello frontale: 8 selettori d'ingresso a pulsante e 5 a manopola per alti, bassi, bilanciamento, volume e sintonia. Indicatore luminoso di stereo. **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz. **Dimensioni:** 10 x 43 x 33 cm.

INTERNATIONAL S.P.A. ■ AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762 - 795.763 - 780.730

Archivio schemi

mod. Trans Oceanic

Schema elettrico del ricevitore di TV poma mod. Trans Oceanic